corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 10 - 17 giugno 1961 - un fascicolo lire 150 37° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno. Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

DISTORSIONE e CONTROREAZIONE in BASSA FREQUENZA

DISTORSIONE

Come abbiamo avuto occasione di accennare ripetutamente, si dice che un amplificatore distorce, allorchè la forma d'onda dei segnali in uscita non corrisponde a quella dei segnali in entrata.

Studiando le forme d'onda, abbiamo visto che l'andamento del segnale elettrico — derivante, tramite un microfono, da un suono qualsiasi — dipende dal contenuto di armoniche, ossia dall'ampiezza e dalla fase relativa alle diverse componenti sinusoidali presenti nel segnale. Ogni dispositivo che altera queste relazioni di ampiezza e di fase, apporta delle distorsioni. Un altro tipo di distorsione è quello che viene introdotto da dispositivi che, alla tensione del segnale presente all'ingresso, aggiungono segnali parassiti i quali modificano il contenuto di armoniche, e quindi alterano la forma d'onda.

In sintesi, le distorsioni che un amplificatore può introdurre si possono dividere in 4 categorie:

1) distorsioni di frequenza,
2) distorsioni di fase,
3) distorsioni di ampiezza
4) distorsioni di intermodulazione.

I primi due tipi si manifestano quando il guadagno dell'amplificatore non è uniforme alle diverse frequenze. Queste variazioni nel guadagno, sono in gran parte determinate dai circuiti di accoppiamento tra i diversi stadi. E' proprio per questo che gli accoppiamenti *RC* sono preferibili a quelli a trasformatore, poichè trasferiscono più uniformemente le diverse frequenze. Le due citate distorsioni non sono presenti se il segnale in ingresso è composto da un'unica sinusoide perchè, in tal caso la frequenza del segnale è unica.

Nel caso della distorsione di ampiezza, è l'amplificatore stesso che introduce frequenze spurie, così da distorcere anche un segnale che, all'ingresso, sia perfettamente sinusoidale. Ciò vale, sebbene in modo diverso, anche nel caso della distorsione per intermodulazione. Esaminiamo ora, in modo un po' più analitico, le diverse forme di distorsione di cui si è detto.

Distorsione di frequenza

Questo tipo di distorsione si verifica quando alcune delle frequenze componenti un segnale complesso vengono amplificate in modo maggiore delle altre. La **figura 1** mostra, a titolo di esempio, come la distorsione di frequenza può alterare la forma d'onda di un segnale costituito da una fondamentale e dalla sua terza armonica. A sinistra della figura, vediamo la forma d'onda del segnale così come esso si presenta all'entrata, e la ampiezza relativa delle due componenti; a destra, vediamo invece l'ampiezza delle due componenti rilevate all'uscita dell'amplificatore ed il segnale complessivo che ne risulta. Per spiegare chiaramente il fenomeno occorre prendere in considerazione la « curva di responso » di un amplificatore alla quale abbiamo già fatto cenno in precedenti lezioni. Un esempio di tale curva è rappresentato alla **figura 2**; in ascisse, è riportata la frequenza del segnale, su scala logaritmica, mentre in ordinate è riportato il relativo livello di uscita, a parità di tensione del segnale di entrata. Come si può notare, al di sotto della frequenza di 50 Hz — come pure al di sopra della frequenza di 12.000 Hz — il livello d'uscita diminuisce rapidamente. Il tratto di curva compreso da tali frequenze è invece notevolmente lineare.

Ciò significa che i segnali sinusoidali la cui frequenza è compresa fra 50 e 12.000 Hz, vengono amplificati in modo uniforme. Quelli, invece, al di fuori di tali limiti, vengono tanto maggiormente attenuati quanto più le loro frequenze distano dal tratto lineare.

Nel caso della curva di risposta di figura 2, si potrebbe pensare che *tutti* i segnali la cui frequenza è compresa tra 50 e 12.000 Hz vengano amplificati uniformemente. Ciò è invece vero solo nel caso dei segnali *sinusoidali*. Può capitare, con segnali complessi — che, come sappiamo, comprendono un certo numero di armoniche di ordine superiore — che, mentre la frequenza fondamentale è compresa nel tratto lineare della curva di responso (banda passante), le armoniche superiori siano invece esterne, in modo tale da subire, loro, una certa attenuazione.

Se riprendiamo l'esempio della figura 1, ove il segnale applicato all'entrata è costituito da due sole oscillazioni — la fondamentale e la terza armonica — e supponiamo che le rispettive frequenze di tali segnali siano di 6.000 (e quindi 18.000) Hz, posto che la curva di responso sia quella di figura 2, mentre la fondamentale è compresa nella banda passante — e quindi viene amplificata in modo normale — la terza armonica è ad essa esterna e quindi viene amplificata in misura inferiore. Questo fenomeno è chiaramente visibile confrontando fra loro le ampiezze relative della prima e della terza armonica, alla entrata ed all'uscita dell'amplificatore. L'alterazione di tale rapporto deter-

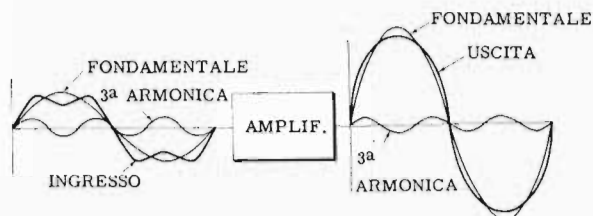



Fig. 1 — Distorsione della forma d'onda di un segnale, dovuta alla presenza della terza armonica. A sinistra dell'amplificatore è rappresentato il segnale entrante (indicato « ingresso ») derivante dalla combinazione della terza armonica con la fondamentale: queste due ultime sono anch'esse raffigurate singolarmente. A destra è riprodotta la forma d'onda del segnale amplificato (indicato « uscita ») e, per rendere più chiaro il concetto, singolarmente anche la terza armonica e la fondamentale.

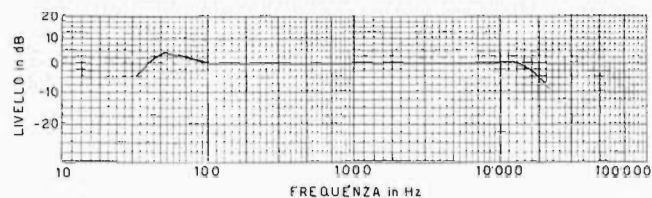



Fig. 2 — Esempio di curva di responso di un amplificatore di Bassa Frequenza di ottima qualità. Il responso è uniforme per frequenze comprese tra 50 e 12.000 Hz. Si osservi però che detta amplificazione non può essere considerata uniforme anche per le armoniche, specie delle frequenze più elevate, in quanto — ad esempio — la seconda armonica di un segnale di 10 kHz, pari a 20 kHz, cade al di fuori della parte rettilinea della curva, e subisce una forte attenuazione.

mina, nel segnale risultante, un'evidente distorsione.

Abbiamo già visto che i segnali corrispondenti ai suoni provenienti da strumenti musicali o da voci umane, sono, in realtà, molto complessi, e comprendono armoniche di ordine anche molto elevato. E' per questa ragione che è auspicabile che la banda passante di un amplificatore per frequenze acustiche sia il più possibile ampia, in modo da consentire la ripetizione lineare della maggior parte delle armoniche superiori. Fortunatamente, — ci è noto — più è elevato l'ordine dell'armonica, più diminuisce la sua ampiezza, per cui si possono trascurare, anche ai fini di un'ottima riproduzione, le armoniche d'ordine superiore a 10.

Naturalmente, anche il limite inferiore della banda passante ha una importanza notevole, poichè determina la minima frequenza fondamentale che è possibile riprodurre senza distorsioni. Un buon amplificatore deve poter riprodurre linearmente le frequenze fino ad almeno 50 Hz, affinchè non vengano attenuate le note più basse di molti strumenti musicali, che spesso raggiungono tale limite.

Distorsione di fase

Quando i segnali passano attraverso un circuito di amplificazione vengono sempre *ritardati*, ossia distorti nella fase. Questo ritardo, o sfasamento, dipende — in parte — dalla loro frequenza, poichè, oltre che dalle valvole, le quali determinano un ritardo di fase costante a tutte le frequenze, esso viene determinato dalle reti di accoppiamento intervalvolare, costituite soprattutto da reattanze che, ovviamente, si comportano in modo diverso a seconda della frequenza. Quando il segnale amplificato è costituito da una semplice sinusoide non si ha distorsione, poichè la forma d'onda del segnale di uscita risulta, anche se ritardata, eguale a quella della tensione di ingresso. Nel caso, invece, che il segnale sia complesso, la tensione d'uscita avrà la medesima forma della tensione di ingresso solo nel caso in cui le diverse frequenze delle armoniche componenti siano ritardate *tutte* di una quantità costante.

In altre parole, non si verifica distorsione solo nel caso in cui gli angoli di fase relativi tra i diversi segnali costituenti la tensione di ingresso risultano alterati in modo proporzionale alla frequenza, vale a dire, quando gli angoli di fase relativi delle armoniche non risultano spostati di fase rispetto alla frequenza fondamentale. In realtà, quando si applicano all'ingresso di un amplificatore forme d'onda complesse, ogni frequenza componente può venire spostata di fase di un angolo non proporzionale alla frequenza, in modo tale che la forma d'onda presente all'uscita non è più una fedele riproduzione di quella presente all'entrata.

La **figura 3** mostra la trasformazione che avviene in un segnale quando viene amplificato da un circuito introducente una distorsione di fase. Per semplicità, supponiamo che il segnale di ingresso sia costituito esclusivamente da una fondamentale e dalla terza armonica. Supponiamo, inoltre, che entrambe siano comprese nella banda passante dell'amplificatore, in modo tale da venire amplificate in pari modo. In queste condizioni, le ampiezze relative delle due oscillazioni non variano, e non si ha distorsione di frequenza. Però, la fase della terza armonica viene spostata di 90° rispetto alla fondamentale, ciò che si può notare esaminando i segnali presenti all'uscita dell'amplificatore. Da tale esame si può altresì rilevare che la forma d'onda di uscita è notevolmente diversa da quella d'entrata.

In pratica, la distorsione di frequenza e la distorsione di fase si hanno, quasi invariabilmente, l'una insieme all'altra: nelle figure 1 e 3, le abbiamo suddivise esclusivamente per rendere più chiaro il principio secondo il quale i due tipi di distorsione hanno origine, e abbiamo considerato il caso di un segnale particolarmente semplice. In realtà, si ha sempre a che fare con segnali molto più complessi, composti da un elevato numero di armoniche; ogni armonica subisce una determinata distorsione di frequenza e di fase, e quindi lo studio del fenomeno è molto più complesso di quello da noi esemplificato. Allo scopo di diminuire il più possibile la distorsione di fase, occore progettare con particolare cura i circuiti di accoppiamento tra uno stadio e l'altro.

Distorsione di ampiezza

Se uno stadio amplificatore a valvola elettronica lavora in un tratto *non lineare* della caratteristica della valvola, un cambiamento istantaneo nella tensione di griglia (determinato dal segnale presente all'ingresso) provoca un cambiamento istantaneo nella corrente di placca non direttamente proporzionale, e ciò appunto perchè il funzionamento della valvola si verifica nel

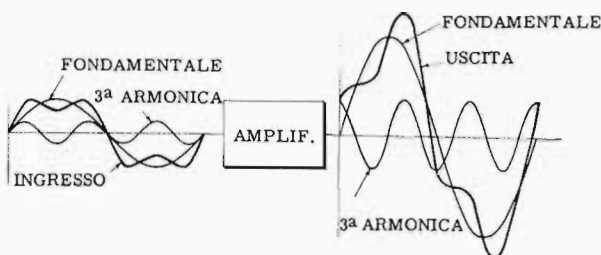



Fig. 3 — Trasformazione della forma d'onda di un segnale, in seguito al suo passaggio attraverso uno stadio amplificatore introducente una distorsione di fase. Si nota, a sinistra, la frequenza fondamentale e la sua terza armonica. L'amplificatore introduce uno sfasamento di 90° sulla sola armonica, dal che deriva la forma d'onda del segnale di uscita, visibile a destra, alquanto diversa.

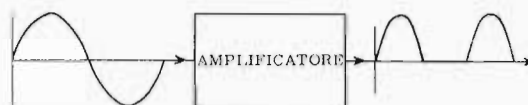



Fig. 4 — Rappresentazione dei segnali di ingresso (a sinistra) e di uscita (a destra), di un amplificatore in classe B non sovraccaricato. E' evidente che lo stadio si comporta come un vero e proprio rettificatore; infatti, le semionde negative vengono completamente soppresse. Ovviamente, essendo lo stadio accoppiato ad un secondo stadio ad esso in controfase, l'altra semionda viene resa disponibile anch'essa, ed in due segnali si integrano a vicenda in uscita.

tratto *non* rettilineo. Ne risulta quindi, una distorsione che viene detta « distorsione di ampiezza » o anche « di non linearità ». In questo caso l'amplificatore, distorcendo la forma d'onda del segnale, genera particolari componenti armonici, che compaiono in uscita, in aggiunta a quelli presenti all'entrata.

La distorsione di ampiezza si verifica solo in lieve misura negli amplificatori in classe A. Essa è invece sempre presente negli amplificatori in classe B e C.

Consideriamo, ad esempio, un segnale sinusoidale applicato all'ingresso di un amplificatore in classe B, e supponiamo, per di più, che l'ampiezza del segnale sia tale da sovraccaricare lo stadio.

Alla **figura 4** è indicato il segnale di entrata e di uscita nel caso di un amplificatore in classe B non sovraccaricato. Se, tuttavia, l'ampiezza del segnale di entrata è tale da superare il tratto caratteristico rettilineo anche verso il lato positivo, si ottiene una distorsione anche nelle alternanze positive. Il fenomeno è rappresentato alla **figura 5-A**. Al di sotto della soglia di interdizione, la corrente che attraversa la valvola si riduce a zero, indipendentemente dalla tensione negativa sulla griglia; analogamente, al di sopra del punto di saturazione, la corrente di placca non aumenta più, indipendentemente dalla tensione di griglia. Tale tipo di distorsione viene spesso ottenuto di proposito per generare forme d'onda speciali, utili in varie applicazioni dell'elettronica. Le nuove frequenze introdotte dall'amplificatore in classe B sovraccaricato della figura 5-A, sono rappresentate alla figura 5-**B**.

La distorsione di ampiezza non si verifica solo se il segnale applicato alla griglia è tale da far lavorare la valvola al di sotto della soglia di interdizione o al di sopra del punto di saturazione. E' sufficiente che, anche per un piccolo intervallo di tempo, corrispondente al picco del segnale, la valvola lavori in un punto in cui la sua curva caratteristica non è rettilinea perchè il fenomeno si manifesti. Anche in quest'ultimo caso si introducono nuove frequenze, con particolare riguardo alla seconda armonica di ogni frequenza di entrata. Il miglior metodo per ridurre la distorsione di ampiezza consiste nel far lavorare — ove possibile — tutti gli stadi in classe A, assicurandosi di non applicare mai al loro ingresso segnali capaci di sovraccaricarli. Si lavorerà così sul solo tratto rettilineo della caratteristica della valvola.

Distorsione di intermodulazione

Un segnale complesso contiene, ovviamente, almeno due frequenze componenti. Se tale segnale è applicato all'ingresso di un amplificatore funzionante su un qualsiasi tratto non rettilineo della sua caratteristica, si ha come risultato una distorsione di intermodulazione.

Tale tipo di distorsione, benchè sia causato dalle stesse circostanze della distorsione di ampiezza, è in realtà, come effetto, molto diverso da questa.

La distorsione di ampiezza determina la formazione di segnali *a frequenza armonica del segnale presente all'ingresso*, segnali che si sommano ad esso modificandolo. La distorsione di intermodulazione provoca invece, la formazione di segnali parassiti *a frequenza pari alla somma ed alla differenza di due armoniche* qualunque del segnale presente all'ingresso.

Condizione atta alla produzione di una distorsione di intermodulazione è che il segnale applicato in ingresso non sia sinusoidale e che sia costituito da almeno due armoniche.

Alla **figura 6**, sono indicate, come esempio, le due nuove frequenze che compaiono quando si applicano contemporaneamente due segnali sinusoidali, uno di 60 Hz ed uno di 1000 Hz, all'ingresso di un amplificatore che produce distorsione di intermodulazione. Le due nuove frequenze, 940 Hz e 1600 Hz, non sono armoniche di nessuna delle due presenti all'ingresso. Poichè la distorsione di intermodulazione è sempre accompagnata da distorsione di ampiezza, saranno presenti anche le armoniche dei 60 e dei 1.000 Hz, che tuttavia non abbiamo rappresentate in figura perchè originate da un'altra causa.

Negli amplificatori audio, la distorsione di intermodulazione è la più sgradevole poichè produce suoni non coerenti con quelli richiesti per la riproduzione comprensibile e musicalmente piacevole di parole o di musica. La distorsione di intermodulazione ha luogo ogni qualvolta le valvole amplificatrici risultano sovraccaricate o il nucleo del trasformatore d'uscita lavora in condizioni di saturazione. Anche questo tipo di distorsione è eliminabile facendo lavorare tutti i componenti dell'amplificatore nel tratto più lineare possibile delle loro caratteristiche.

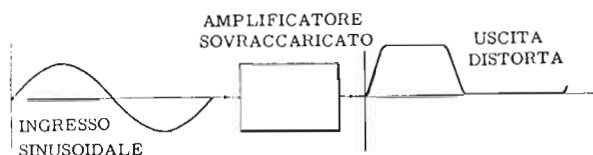



Fig. 5-A — Segnali di entrata e di uscita di un amplificatore in classe B sovraccaricato: è messa in evidenza la distorsione in uscita.

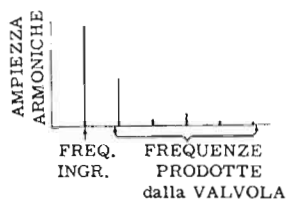



Fig. 5-B — Nel caso di cui alla figura 5-A, la valvola introduce delle frequenze armoniche, la cui ampiezza proporzionale alla fondamentale è qui rappresentata in ordinata.

Fig. 6 — Rappresentazione delle frequenze prodotte dalla valvola con due segnali di ingresso sinusoidali, rispettivamente di 60 e 1.000 hertz.

Fig. 7 — Applicazione di un circuito di controreazione. Il segnale viene prelevato all'uscita (dove è sfasato di 180° rispetto all'entrata), e retrocesso con la sua stessa fase.

REAZIONE

Tra i tipi di distorsione che abbiamo esaminati, particolarmente grave è la distorsione di ampiezza (di non linearità) che, come abbiamo visto, ha origine in conseguenza della curvatura della caratteristica delle valvole elettroniche: vale a dire, che la corrente anodica di una valvola varia in modo proporzionale alla tensione di griglia solo entro determinati limiti, assai ristretti. E' possibile minimizzare la distorsione di ampiezza verificantesi in uno stadio amplificatore a valvola, sovrapponendo al segnale di griglia una parte del segnale di placca distorto presente all'uscita, in modo però che la sua polarità risulti *opposta* a quella del segnale di griglia preesistente, ossia *in modo che tra detti segnali vi sia uno sfasamento di* 180°. Tale sfasamento è quello che, ci è noto, normalmente introduce uno stadio amplificatore a valvola: risulta pertanto sufficiente retrocedere parte del segnale di uscita direttamente nel circuito di ingresso, semplicemente nella fase in cui esso si trova nel circuito di placca, come si può notare alla **figura 7**.

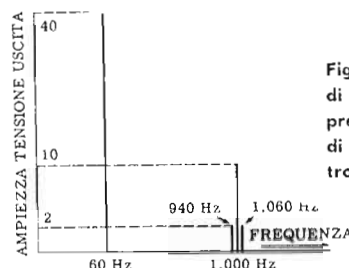
Un amplificatore, in cui una parte della tensione di uscita viene portata all'ingresso, si dice genericamente, qualunque sia la fase con cui il segnale di ritorno viene iniettato sulla griglia, **amplificatore con reazione.**

Reazione negativa e positiva

A suo tempo, occupandoci degli oscillatori, abbiamo già visto che la reazione si divide poi in « reazione positiva » (o, più brevemente, « reazione ») e « reazione negativa » detta anche « reazione inversa » o « controreazione ».

La reazione negativa è appunto quella in cui *il segnale retrocesso è in opposizione di fase* con quello presente all'ingresso, e determina, oltre ad una diminuzione della distorsione, una diminuzione del guadagno dello stadio.

La reazione positiva invece, si ottiene quando *il segnale viene retrocesso in fase* con quello d'ingresso. Essa determina un aumento del guadagno dello stadio, come già spiegato nella lezione dedicata ai ricevitori radio, dando luogo altresì ad un aumento della distorsione, e, se spinta oltre un certo limite, all'oscillazione.

La controreazione, oltre a quanto accennato sopra a proposito della distorsione di ampiezza, riduce anche la distorsione di frequenza e la distorsione di fase, allarga la banda passante dell'amplificatore e contribuisce a rendere rettilineo il tratto della curva di responso corrispondente alla banda passante. L'uso della controreazione comporta, inoltre, un funzionamento più stabile, rendendo l'amplificatore praticamente indipendente dalle variazioni delle caratteristiche delle valvole e, entro certi limiti, dalla tensione di alimentazione. La reazione negativa, infine, determina un abbassamento nella resistenza interna della valvola alla quale essa è applicata.

Quando il segnale di reazione ha come conseguenza un aumento del guadagno di tensione dell'amplificatore, la reazione applicata è positiva. La reazione positiva è detta anche talora « reazione diretta », « reazione rigenerativa » o « rigenerazione ». Essa viene usata soprattutto in radiofrequenza, ove la distorsione del segnale non ha molta importanza, e consente, oltre all'aumento di guadagno, un aumento di selettività da parte del circuito accordato eventualmente presente nello stadio in questione. Ripetiamo che, se il grado di reazione è eccessivo, ossia se la percentuale di segnale retrocesso in fase è troppo ampia, si verifica il fenomeno dell'autoscillazione del circuito, il quale si trasforma pertanto da amplificatore in generatore. Ciò significa che esso produce una tensione di uscita anche quando non è applicato alcun segnale al suo ingresso. Le applicazioni della reazione positiva, per questo ultimo scopo, sono già state da noi ampiamente trattate nella lezione dedicata ai circuiti oscillatori.

Talora, si usa contemporaneamente la reazione positiva e la reazione negativa. Si parla in tal caso, di « reazione mista ». La reazione mista viene usata spesso nei generatori, per migliorare la qualità del segnale presente all'uscita. Nei circuiti di amplificazione veri e propri essa è scarsamente usata.

Reazione di tensione e di corrente

I circuiti di controreazione si possono ancora suddividere, secondo la modalità con cui si ottiene la retrocessione del segnale, in circuiti a controreazione di corrente e circuiti a controreazione di tensione. Il circuito della **figura 8** illustra un normale stadio di amplificazione, nel quale parte della tensione d'uscita, e_r,

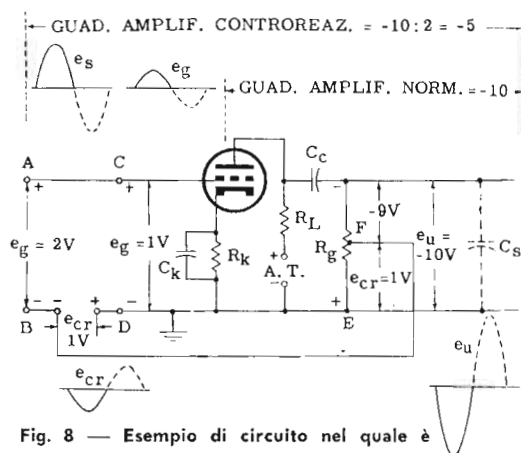



Fig. 8 — Esempio di circuito nel quale è presente una controreazione di tensione.

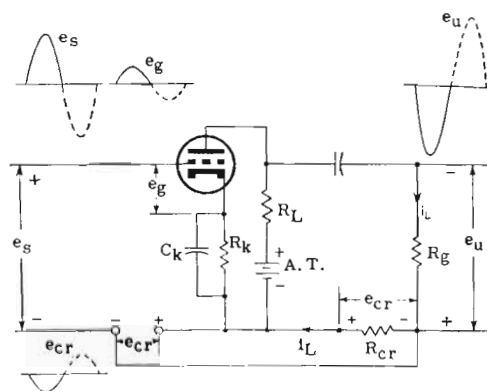



Fig. 9 — Circuito analogo a quello di figura 8. La controreazione è però del tipo di corrente.

viene retrocessa in serie col segnale in entrata. La tensione e è detta tensione di reazione, ed il circuito EFBD, usato per trasferire tale tensione, è detto *anello di reazione*. La reazione del circuito di figura 8 è una reazione di tensione, perchè la tensione e_r retrocessa è proporzionale alla tensione di uscita dello stadio.

E' importante saper distinguere chiaramente la controreazione di tensione dalla controreazione di corrente. Un classico tipo di reazione di corrente è indicato alla **figura 9**; in esso, la tensione di reazione e_r è proporzionale alla corrente di uscita i_L, che fluisce attraverso la resistenza di reazione R.

Le controreazioni di tensione e di corrente differiscono tra di loro anche per gli effetti che determinano. Un amplificatore che è provvisto di controreazione di tensione si comporta in modo analogo ad un generatore *a tensione costante*, mentre se è provvisto di controreazione di corrente si comporta come un generatore *a corrente costante*. Vedremo ciò più ampiamente in seguito.

CONTROREAZIONE di TENSIONE

Gli amplificatori a controreazione non differiscono, per quanto riguarda il circuito di amplificazione vero e proprio, dagli amplificatori di tipo comune. Essi possono essere facilmente ottenuti da questi ultimi aggiungendo semplicemente il circuito di controreazione. Alla figura 8, ad esempio, i punti C e D rappresentano i terminali di ingresso di un comune amplificatore. La tensione di segnale, e_g, è applicata tra tali terminali, e viene amplificata dalla valvola, dando luogo alla tensione di uscita e_u, che compare ai capi della resistenza R. Tale amplificatore viene trasformato in un amplificatore con reazione di tensione, semplicemente applicando il segnale di ingresso, invece che tra i punti C e D, tra i punti A e B, e retrocedendo una parte del segnale di uscita, prelevato su di un partitore di tensione costituito dai due rami in cui la resistenza R_g viene divisa dalla presa, sui terminali B e D. Tale segnale risulta pertanto in serie con quello d'ingresso.

Sempre alla figura 8 sono rappresentate anche le forme d'onda e gli sfasamenti relativi dei segnali. Supponiamo, innanzitutto, che la frequenza del segnale sia scelta nella zona centrale delle audiofrequenze, e che i condensatori C_K e C_C presentino, a tale frequenza, una reattanza trascurabile. La capacità distribuita, sintetizzata nel condensatore tratteggiato C_S, sia invece molto bassa, e comunque tale da presentare una reattanza elevata. Il carico anodico è costituito solo dalle due resistenze disposte in parallelo R_L ed R_g. Una tensione e_g, applicata all'ingresso della valvola nei punti C e D, viene amplificata e compare ai capi del carico, con un valore e_u. Per quanto sappiamo, la tensione e_u risulta in opposizione di fase rispetto alla tensione e_g.

La tensione di controreazione e_r, costituita da una parte del segnale d'uscita, viene iniettata in serie al segnale in entrata. Essa risulta in opposizione di fase rispetto ad e_g. In conseguenza, se la semialternanza applicata all'ingresso è positiva, come indicato in figura (tratto pieno), nel corso della sua durata, il punto B diviene negativo rispetto al punto D, ossia rispetto a massa. Analogamente il punto C, griglia, è positivo rispetto ad entrambi i punti B e D. Così, se si assume il punto B come riferimento, la tensione di reazione si somma col segnale di griglia. Indicando con e_s la somma tra e_g ed e_r, si può dire che complessivamente è come se un segnale e_s venisse applicato tra A e B.

Un esempio numerico chiarirà ulteriormente questo concetto. Supponiamo che il guadagno dell'amplificatore di figura 8 risulti, ad una certa frequenza audio compresa nella banda passante, eguale a —10 (il segno "—" indica in questo caso che la tensione di uscita è di polarità opposta a quella di ingresso). Ciò vuol dire che un segnale di 1 volt, applicato ai terminali C e D dell'amplificatore, appare all'uscita sfasato di 180° e con ampiezza di 10 volt, presenti ai capi di R_g. Si assuma, inoltre, che la resistenza R_g sia di 1 Mohm, e che la presa sia al 10% del suo valore, cioè a 100 kohm rispetto a massa.

Questa resistenza si comporta come un partitore, per cui la tensione e_u applicata ai suoi capi dà luogo ad una tensione di 1 volt sulla presa rispetto a massa. E' questa la tensione di reazione, e_r, che viene trasferita, tramite l'anello di reazione, sui punti B e D.

Secondo quanto spiegato in precedenza, le tensioni e_g ed e_r si sommano e, poichè sono in opposizione di fase, dànno luogo ad una tensione e_s di 1 volt. La tensione effettiva di griglia è pertanto inferiore alla tensione di segnale e_g, a causa della diminuzione apportata dalla tensione di controreazione e_r.

Quindi, se il guadagno normale è di —10, esso scen-

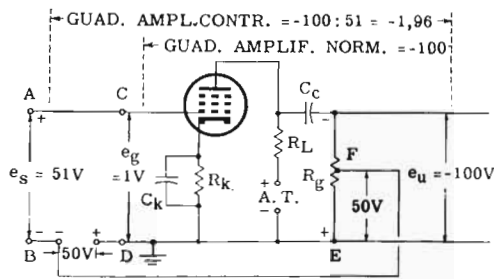



Fig. 10 — Effetto della reazione negativa su di uno stadio amplificatore di Bassa Frequenza. Il guadagno dello stadio senza controreazione è pari a 100. Se si retrocede il 50% del segnale di uscita, applicandolo in serie a quello di ingresso, il guadagno si riduce a 1,96.

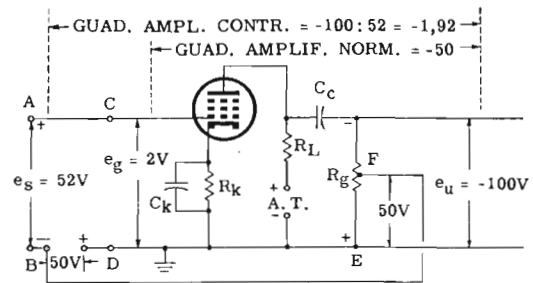



Fig. 11 — Riducendo la tensione anodica di un determinato valore, il guadagno senza controreazione si riduce a 50. Nonostante ciò, con la controreazione, il guadagno risultante è pari a 1,92. Di qui l'effetto di stabilizzazione dovuto alla controreazione, che rende il guadagno indipendente dalle variazioni eventuali della tensione anodica.

de, quando viene introdotta la controreazione, a — 5, ossia alla metà del guadagno che si otteneva senza controreazione. Il guadagno A' con controreazione si può calcolare mediante la formula:

$$A' = A : (1 - \beta A);$$

in essa, A è il guadagno di tensione senza controreazione, e β rappresenta il rapporto e_r: e_u.

Nell'esempio numerico di cui sopra, A è — 10, e β è 1/10, ossia 0,1. Si ottiene quindi, sostituendo nell'espressione precedente:

$$A' = -10 : (1 - 0{,}1 \times (-10)) = -10 : 1 + 1 = -5)$$

E' essenziale, nell'applicare questa formula, tenere conto esattamente dei segni.

Indipendenza dalle caratteristiche delle valvole

Il guadagno di un amplificatore controreazionato in modo notevole, risulta pressoché indipendente sia dalle caratteristiche delle valvole che dalle tensioni applicate. Ciò si deduce dalla espressione stessa che fornisce il guadagno di un tale amplificatore. Se, infatti, il prodotto —βA è di molto superiore a 1, la grandezza di 1 — βA ha, praticamente, il medesimo valore di — βA. Se, ad esempio, il prodotto — βA vale 12, allora l'espressione 1—βA vale 1 + 12, ossia 13, che è molto vicino al valore —βA, 12.

Ciò posto, la formula che si usa per calcolare A' si può ridurre, in questo caso, a:

$$A = A : -\beta A = -1 : \beta.$$

Questa espressione dimostra che, quando il prodotto —βA è alto, ossia quando la controreazione è molto spinta, il guadagno dell'amplificatore dipende solo da β, esprimente l'entità della reazione, e non più dal guadagno A dell'amplificatore senza reazione.

Chiariamo ulteriormente questo concetto con un esempio numerico. Supponiamo che il guadagno di un amplificatore sia A = —100 e che sia β = e_u : e_s = 0,5. Usando la formula esatta si ottiene:

$$A' = A : (1 - \beta A) = -100 : [1 - 0{,}5 \times (-100)]$$
$$= -100 : 51 = -1{,}96$$

Applicando invece la formula ridotta, indipendente dal valore di A, si ottiene:

$$A' = -1 : \beta = -1 : 0{,}5 = -2$$

Come si vede, il valore — 2, ottenuto in questo caso, differisce assai poco dal valore esatto — 1,96.

Abbiamo così dimostrato che il guadagno di un circuito in controreazione dipende, se la controreazione è abbastanza spinta, solo da quest'ultima. Non dipende cioè dalle caratteristiche del circuito di amplificazione vero e proprio, ed in particolare dal guadagno A dello stesso amplificatore, funzionante senza controreazione. Il guadagno A' risulta, in particolare, indipendente anche dalle caratteristiche delle valvole e dalle tensioni applicate, mentre dipende essenzialmente dalla percentuale di segnale retrocesso, ossia dalla posizione della presa di reazione sulla resistenza di carico.

Stabilità

La **figura 10** illustra l'effetto della reazione negativa sulla stabilità di un amplificatore a pentodo. Qui, il guadagno dell'amplificatore senza controreazione è 100, e viene retrocesso il 50% della tensione d'uscita, in serie al segnale di ingresso. In conseguenza, il coefficiente β vale 0,5. Supponiamo ora che la tensione anodica diminuisca ad un valore tale da dimezzare il guadagno dell'amplificatore, nel caso non sia presente la controreazione (**figura 11**). Il guadagno rispetto ai terminali di ingresso C e D passa quindi da 100 a 50.

Calcoliamo il guadagno corrispondente ai due casi, (con e senza controreazione) posto che l'amplificatore sia controreazionato nella misura sopra riportata.

Nel caso in cui il guadagno normale è 100, quello dell'amplificatore controreazionato è:

$$A' = A : (1 - \beta A) = -100 : [1 - 0{,}5 \times (-100)] = -1{,}96.$$

Quando la tensione anodica diminuisce, fino a portare il guadagno alla metà, ossia a — 50, il guadagno con controreazione, invece di dimezzare, diminuisce solo di poco:

$$A' = -50 : [1 - 0{,}5 \times (-50)] = -50 : 26 = -1{,}92$$

La diminuzione da — 1,96 a — 1,92, come si vede, è solo del 2% circa. Questa notevole stabilità è stata però ottenuta a scapito di una fortissima diminuzione del coefficiente di amplificazione, sceso, nell'esempio numerico citato, da — 100 a — 1,96 ossia di circa 51 volte.

Indipendenza dalle variazioni del carico

Un altro notevole vantaggio degli amplificatori fortemente controreazionati, consiste nella quasi completa

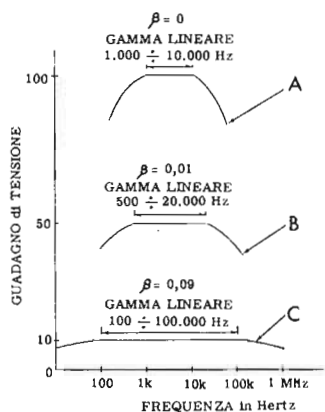



Fig. 12 — Variazione della ampiezza della banda passante col variare della controreazione (beta). Con l'aumentare di questo fattore, si riduce il guadagno, ma si aumenta l'ampiezza del tratto lineare della curva di responso.

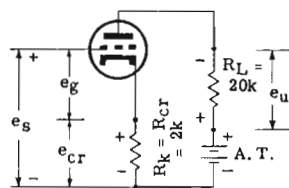



Fig. 13 — Se si sopprime il condensatore normalmente presente in parallelo alla resistenza di catodo, si ottiene automaticamente l'applicazione di una controreazione di corrente.

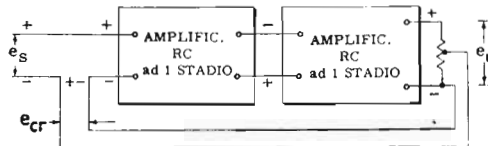



Fig. 14 — Dal momento che ogni stadio introduce uno sfasamento di 180°, la reazione applicata prelevando il segnale all'uscita del secondo stadio è positiva. Il segnale è infatti sfasato di 360°, ossia in fase con l'entrata.

indipendenza della tensione di uscita dalla resistenza di carico applicata. La tensione di uscita risulta stabilizzata perchè la controreazione è tanto più efficace quanto più elevata è detta tensione e viceversa. Si ottiene, pertanto, una compensazione, che ha appunto l'effetto anzidetto, poichè l'aumentare della resistenza di carico determina una diminuzione di tale tensione.

In senso più generale, la controreazione tende a mantenere costante la tensione d'uscita, in un modo che somiglia al funzionamento di un generatore a tensione costante. Un generatore si dice a « tensione costante » quando la sua tensione di uscita si mantiene costante, indipendentemente dalle variazioni della resistenza di carico. Esso, infatti, ha una resistenza interna di *zero* ohm, per cui non dà luogo ad alcuna caduta di tensione interna. Naturalmente, un simile generatore non si può, in pratica, realizzare in modo perfetto. Si ottengono in parte queste caratteristiche con generatori a resistenza interna molto bassa.

Anche nel caso degli amplificatori controreazionati, la resistenza interna non scende mai a zero. Essa risulta tuttavia diminuita del coefficiente $(1 + \beta\mu)$. Ad esempio, se un amplificatore a pentodo usa una controreazione con $e_u : e_r = 0,5$, e se la resistenza ed il coefficiente di amplificazione sono, in assenza di controreazione, eguali rispettivamente a 100.000 ohm e 500, la resistenza interna effettiva nel caso in cui venga introdotta la controreazione diviene:

$$r' = r : (1 + \beta\mu) = 100.000 : 1 + 250 = 398 \text{ ohm}$$

Come si vede, partendo dal valore di 100 kohm si è pervenuti, mediante la controreazione, ad un valore di resistenza interna veramente basso. Ciò indica, come sappiamo, una indipendenza quasi completa della tensione di uscita dalla resistenza di carico.

Responso di un amplificatore controreazionato

Poichè la controreazione tende a livellare le diverse tensioni di uscita, la larghezza della banda passante di un amplificatore risulta, introducendo la controreazione, più ampia. Alla **figura 12**, il massimo guadagno dell'amplificatore, in assenza di controreazione, è pari a —100 (curva A, $\beta = 0$); la curva di responso è piana tra 1.000 Hz e 10.000 Hz. Le frequenze in corrispondenza delle quali la potenza di uscita si riduce a metà sono 100 Hz e 100 kHz. In un amplificatore a stadio singolo in controreazione, il limite corrispondente alla frequenza più bassa scende di $1 : (1 - \beta A)$, mentre il limite a frequenza elevata sale di $1 : (1 - \beta A)$.

Nella curva B, figura 12, β è pari a 0,01; in conseguenza, il fattore $1 : (1 - \beta A)$ assume il valore di 0,5: il limite inferiore si dimezza, passando da 1000 a 500 Hz, e quello superiore raddoppia, passando da 10 kHz a 20 kHz. Ciò vale anche per i punti a metà potenza, che passano, rispettivamente, a 50 Hz ed a 200 kHz. Analogamente, calcolando i valori relativi ad una controreazione il cui coefficiente β è pari a 0,09, si ottiene la curva C. I valori estremi, questa volta, risultano divisi, o moltiplicati, per 10, rispetto a quelli corrispondenti della curva A. L'espressione $1 : (1 - \beta A)$ assume infatti, in questo caso, il valore di 0,1.

Distorsione e sfasamento

La controreazione riduce la distorsione introdotta da una valvola di un fattore eguale ad $1 - \beta A$. Si supponga, ad esempio, che una data valvola produca una distorsione armonica pari al 5%, quando amplifica senza controreazione. Questa distorsione diminuisce fino al 0,5% con un grado di controreazione $\beta = 0,09$. Ciò è facilmente provato se si considera che, come già calcolato, per $\beta = 0,09$ il coefficiente $(1 - \beta A)$ vale 10. La controreazione ingenera, inoltre, una notevole riduzione della distorsione di fase, poichè guadagno e distorsione di fase sono intimamente correlati.

CONTROREAZIONE di CORRENTE

Un circuito atto ad ottenere controreazione di corrente è già stato da noi considerato alla figura 9; in esso la tensione di controreazione, e_r, è proporzionale alla corrente di uscita che fluisce nel carico, costituito dalla resistenza R_g. Un altro tipo di circuito per controreazione di corrente è quello di **figura 13,** ove la tensione di controreazione è costituita semplicemente da quella presente ai capi di una resistenza di catodo, mancante del relativo condensatore di fuga per il segnale alternato.

Gli effetti della controreazione di corrente e di tensione sono i medesimi nei riguardi della riduzione della distorsione, nel miglioramento della stabilità, nello allargamento della curva di risposta, nonchè nella ri-

Fig. 15 — In questo caso, pur avendosi un segnale di reazione in fase con quello di ingresso, si ha una reazione negativa. Il segnale di uscita non viene infatti applicato in serie a quello di ingresso, ma attraverso il circuito di catodo. Un impulso positivo, rende la griglia più negativa, e viceversa.

Fig. 16 — Esempio di applicazione di una reazione mista, positiva e negativa, i cui effetti si sommano.

duzione della distorsione di fase. La principale differenza tra la controreazione di tensione e la controreazione di corrente è che quest'ultima aumenta la resistenza interna di uno stadio controreazionato di un addendo eguale a $(1 + \beta\mu)\ R_r$.

In conseguenza, la presenza di una forte controreazione di corrente tende a mantenere costante, indipendentemente dalle variazioni del carico, *la corrente* di uscita. Nella figura 9, la corrente d'uscita è mantenuta costante a mezzo di una controreazione di corrente simile alla controreazione di tensione di figura 8.

La controreazione di corrente rende l'amplificatore analogo ad un generatore ideale di corrente costante, apparecchio che mantiene costante la corrente di uscita, indipendentemente da qualsiasi variazione della resistenza di carico. Esso ha una impedenza molto maggiore della impedenza di carico, in modo da risentire assai lievemente delle variazioni di questa ultima.

Nei circuiti pratici controreazionati in corrente, la resistenza interna di placca aumenta solamente in modo limitato, ossia del termine addizionale $(1+\beta\mu)\ R_r$. Per esempio, nella figura 13, e_r appare ai capi della resistenza di catodo R_k. In conseguenza, la resistenza di placca r_p è aumentata, perchè R_k è priva del condensatore di fuga in parallelo. Considerando i valori rappresentati in figura, si ha che β è eguale a $R_k : R_L$, ossia 0,1. Se la valvola ha una resistenza di placca di 10 kohm, ed un coefficiente $\mu = 20$, la sua resistenza interna di placca effettiva sale, usando una controreazione di corrente, a 16 kohm. Infatti, alla resistenza di placca di 10 kohm, si devono aggiungere 6.000 ohm ottenuti dall'espressione $(1+\beta\mu)\ R_r$.

In molte circostanze non è vantaggioso avere un'alta resistenza di placca. Tuttavia, questo inconveniente è trascurabile se si considerano tutti i vantaggi che comporta la reazione negativa che si ottiene togliendo il condensatore di fuga nel circuito di catodo della valvola.

CONTROREAZIONE negli AMPLIFICATORI a più STADI

I vantaggi consentiti dalla controreazione, possono essere utilizzati anche negli amplificatori a più stadi, benchè alcune volte risulti difficoltoso prevenire oscillazioni indesiderate, che possono aver luogo per il determinarsi di una reazione positiva. Consideriamo, ad esempio, lo schema a blocchi della **figura 14**. In questo amplificatore a due stadi, se si introduce in serie al segnale di entrata una parte del segnale di uscita, si ottiene una reazione positiva. Ciò perchè gli stadi di amplificazione apportano al segnale uno sfasamento di 180°, e quindi, dato che essi sono due, il segnale in uscita è in fase col segnale in entrata. In tali condizioni, come sappiamo, si ottiene una reazione positiva, la quale può determinare anche delle oscillazioni. Comunque, in ogni caso, l'amplificazione aumenta, e, con essa, la distorsione. Anche gli altri effetti citati a proposito della controreazione si verificano, ma in senso contrario. Si ha quindi una diminuzione della banda passante ed un aumento della resistenza interna.

In un amplificatore a due stadi è possibile evitare il determinarsi di oscillazioni facendo uso del circuito di **figura 15**. Qui, la reazione ottenuta è negativa, anche se la polarità della tensione di uscita è la stessa di quella della tensione d'entrata. Si noti che la tensione di reazione, e_r, è iniettata in serie con la tensione di polarizzazione del primo stadio amplificatore. Allo scopo di rendere chiaro il principio di funzionamento, la parte tratteggiata di R_{g2} è stata spostata nel circuito di catodo della $V1$, ed è stata denominata R_r. In pratica lo stesso effetto si ottiene collegando l'estremità inferiore di R_k alla presa su R_{g2} invece che a massa. Quindi, il ramo di R_{g2} posto tra la presa di controreazione e massa è eguale, in questo caso, ad R_r.

Poichè gli sfasamenti dei segnali all'uscita sono, come sappiamo, dipendenti dalla frequenza, è difficile ottenere una controreazione lineare su tutta la gamma delle audiofrequenze. Se si sceglie infatti un circuito adatto alle frequenze centrali, è probabile che la reazione che esso ingenera agli estremi sia positiva.

Alla **figura 16** è indicato un circuito a reazione mista, mediante il quale la perdita in guadagno dovuta alla controreazione è compensata dalla presenza di una reazione positiva. Se le polarità istantanee sono quelle indicate in figura, la tensione di reazione prelevata dal carico è sfasata di 180° rispetto al segnale di ingresso e viene applicata in serie a tale tensione determinando quindi una reazione negativa. La reazione ottenuta attraverso la connessione tra i due circuiti di catodo è, invece, positiva poichè il segnale retrocesso risulta in fase, e quindi il guadagno dell'amplificatore aumenta. Tale aumento compensa la perdita dovuta alla controreazione.

LA COSTRUZIONE degli AMPLIFICATORI di BASSA FREQUENZA

Iª PARTE: GENERALITÀ

Da quanto detto alle lezioni precedenti sugli amplificatori per audiofrequenza, risulta che la costruzione pratica di tali apparecchi, se pur richiede l'applicazione di alcune avvertenze d'ordine generale, si presenta meno laboriosa e meno critica di tanti altri complessi elettronici, quali — ad esempio — i radioricevitori, o quegli strumenti che comunque comprendono stadi percorsi da segnali ad Alta Frequenza. Ciò, non tanto per minore complessità dello schema elettrico — che anche negli amplificatori è spesso notevolmente elaborato — quanto perchè in questi ultimi sono appunto assenti completamente circuiti per Alta Frequenza, costituiti da induttanze e da capacità (spesso a valore variabile) di critico posizionamento e di critico valore. Un'altra notevole semplificazione degli apparecchi di cui ora stiamo trattando, deriva dal fatto che viene a mancare una delle operazioni solitamente più delicate nelle realizzazioni elettroniche: la taratura o messa a punto.

Nonostante i motivi di maggiore semplicità ora accennati, come già si è detto, anche nel caso della realizzazione pratica di amplificatori di B.F. è necessario osservare alcune precauzioni che, se trascurate, possono dar luogo ad inconvenienti. Allo scopo di fornire al lettore tutte le nozioni sufficienti per poter intraprendere con successo realizzazioni pratiche, partendo dal solo schema elettrico, esamineremo in questa lezione la tecnica generale da seguire nella costruzione pratica degli amplificatori, e analizzeremo, a titolo di esempio, lo schema elettrico di un amplificatore di potenza capace di fornire elevate prestazioni.

Alle nozioni di tecnica realizzativa, premettiamo uno studio sui diversi tipi di disturbi o rumori parassiti che possono verificarsi negli amplificatori, poichè è proprio alla eliminazione od alla massima riduzione di tali disturbi che sono volti la maggior parte degli accorgimenti costruttivi, che in seguito esporremo.

DISTURBI negli AMPLIFICATORI

I disturbi presenti negli amplificatori di Bassa Frequenza sono determinati da tutti quei segnali che, non essendo presenti nella tensione di ingresso che si vuole amplificare, compaiono, tuttavia, all'uscita dell'amplificatore. Molti tra questi disturbi sono dovuti ai diversi tipi di distorsione, e già abbiamo visto, alla lezione precedente, come si determinano e come sia possibile, entro certi limiti, eliminarli.

Tratteremo ora, invece, degli altri tipi di disturbi, che si possono raggruppare in tre diverse categorie:

1) *Oscillazioni parassite*. Si tratta, come dice il termine, di oscillazioni prodotte dall'amplificatore, dovute alla trasformazione delle condizioni di funzionamento di uno o più stadi, che, da amplificatori, divengono generatori.

2) *Rumore*. Si tratta di tensioni, talora a carattere transitorio, che si determinano all'interno di componenti dell'amplificatore, in seguito ad effetti termici od elettrici.

3) *Ronzio*. E' questo il disturbo più fastidioso e, a volte, il più difficilmente eliminabile. E' determinato dalla presenza, nei circuiti di amplificazione, di segnali a frequenza di rete o a frequenza doppia, provenienti dai circuiti di alimentazione.

Oscillazioni parassite

Le oscillazioni parassite possono verificarsi sia a frequenza acustica che ad Alta Frequenza, e sono sempre determinate da una reazione positiva indesiderata, presente in uno o più circuiti dell'amplificatore.

Le oscillazioni ad Alta Frequenza, benchè non udibili in altoparlante, possono determinare deformazioni anche notevoli, come si può osservare alla **figura 1**. Ad

Fig. 1 — Presenza di oscillazioni ad Alta Frequenza, in un segnale di Bassa Frequenza.

intervalli regolari, in dipendenza di determinati valori istantanei della tensione del segnale, si ha l'innesco di tali oscillazioni. Alla **figura 2** è rappresentato il caso in cui le oscillazioni stesse si determinano indipendentemente dalla tensione istantanea del segnale, e sono quindi sempre presenti con ampiezza costante.

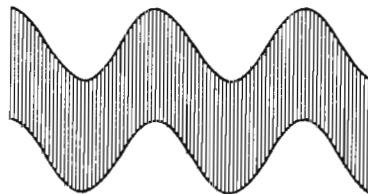



Fig. 2 — Presenza di oscillazioni ad Alta Frequenza, di ampiezza costante.

Indubbiamente più gravi sono le oscillazioni a frequenza acustica, poichè vengono effettivamente perce-

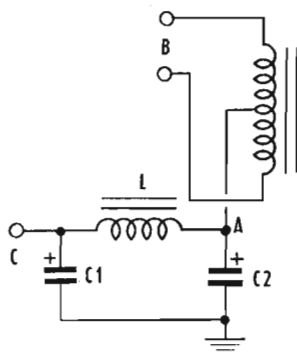



Fig. 3 — Connessione tra la sezione di alimentazione ed il primario del trasformatore di uscita di uno stadio finale. Tra i terminali B è presente il segnale di uscita. C fa capo al catodo della raddrizzatrice. Nel punto A si può avere una parte di componente alternata alla frequenza del segnale.

pite dall'ascoltatore, sotto forma di fastidioso suono sovrapposto a quelli da riprodurre. Le oscillazioni a frequenza acustica possono aver luogo non solo per accoppiamenti parassiti a carattere induttivo tra collegamenti appartenenti a diversi circuiti, ma anche per ragioni tecniche circuitali vere e proprie, che prenderemo ora in considerazione.

Una delle cause più banali, ed anche più facili da eliminare, che può determinare l'innesco di oscillazioni a frequenza acustica, è costituita da un'involontaria inversione dei collegamenti di controreazione alla bobina mobile dell'altoparlante. Uno dei circuiti di controreazione più usati è basato sulla retrocessione di parte del segnale presente sul secondario del trasformatore d'uscita. Ora, dato che non è possibile, in genere, distinguere uno dall'altro i terminali di tale avvolgimento, può capitare, durante la costruzione, di invertire i collegamenti. In tale circostanza, la reazione diviene positiva, e determina l'innesco di oscillazioni a frequenza acustica, riprodotte dall'altoparlante. Quando si verifica questo difetto, ovviamente, è sufficiente invertire i collegamenti di controreazione, perchè il funzionamento ritorni regolare.

Un'altra causa, di più difficile eliminazione, è costituita da accoppiamenti di carattere induttivo, dovuti alla vicinanza di collegamenti. Ciò si verifica specialmente nel caso dei collegamenti ad alta impedenza, tra cui, principalmente, quelli di griglia, poichè in queste circostanze è sufficiente un trasferimento minimo di energia elettromagnetica per determinare tensioni di reazione notevoli.

Anche la stessa controreazione, o reazione negativa, può facilitare, in alcuni casi, l'innesco di oscillazioni. Come sappiamo, infatti, l'effetto della controreazione non è lineare su tutta la gamma delle frequenze acustiche; se si fa in modo che il segnale retrocesso sia esattamente in fase col segnale di ingresso ad una certa frequenza centrale della gamma, gli sfasamenti delle altre frequenze, ed in particolare di quelle estreme, risultano diversi. E' quindi possibile che, particolarmente alle frequenze molto alte e molto basse, la reazione si trasformi da negativa in positiva, facilitando così l'innesco di oscillazioni.

Prendiamo, infine, in considerazione il circuito di **figura 3**. In esso è rappresentata parte dello stadio finale e del circuito di filtro per il livellamento della tensione anodica. Il segnale fornito dalla valvola finale si ottiene ai capi del circuito di carico di detta valvola. Ora, come si può osservare dal circuito, tale carico è costituito non solo dal primario del trasformatore d'uscita, ma anche dalla reattanza opposta dal condensatore *C*2 alle audiofrequenze. Essendo il condensatore di filtro *C*2 — come sappiamo — di alta capacità, la sua reattanza è molto bassa. Essa dipende tuttavia dalla frequenza del segnale, e può assumere, nel caso di frequenze molto basse, un valore sufficiente a determinare inconvenienti.

Il primario del trasformatore d'uscita ed il condensatore *C*2, disposti in serie, costituiscono un partitore di tensione; al punto *A* è quindi presente una certa tensione di segnale, tanto più elevata quanto più alta è la reattanza opposta da *C*2. Dato che il punto *A* risulta collegato, tramite circuiti di alimentazione anodica, a stadi precedenti, è facile comprendere come esso possa contribuire a determinare delle oscillazioni. Tali oscillazioni sono, di solito, a frequenza molto bassa, talora solo di qualche Hertz, e vengono riprodotte dall'altoparlante dando luogo ad un suono caratteristico, simile a quello di un motore a scoppio.

Rumore

Un effetto che spesso si manifesta all'interno delle valvole, particolarmente grave nel caso di quelle facenti parte dei primi stadi di amplificazione, è il cosidetto *effetto microfonico*. Esso è determinato essenzialmente dalla non perfetta rigidità della struttura interna di una valvola, che può quindi entrare in vibrazione meccanica ad una frequenza acustica o subacustica. Tale vibrazione può verificarsi sopratutto nel caso in cui gli altoparlanti si trovino vicini alla valvola in questione, potendo per questo fatto comunicare ad essa delle vibrazioni meccaniche, attraverso le onde acustiche di compressione e rarefazione dell'aria.

Un altro rumore che ha origine all'interno delle valvole dei primi stadi, è dovuto alla discontinuità del flusso di corrente che percorre una valvola. Il flusso, infatti, non è perfettamente continuo, ma è costituito da moltissimi elettroni, il cui movimento e la cui emissione da parte del catodo avvengono con una certa irregolarità. Questa irregolarità determina, sugli elettrodi, delle piccolissime tensioni istantanee di rumore, le quali vengono amplificate da tutti gli stadi successivi fino a dare luogo, in altoparlante, ad un caratteristico fruscio.

L'effetto di « agitazione termica » degli elettroni all'interno dei conduttori, può anch'esso determinare delle tensioni di rumore variabili istantaneamente, in dipendenza della posizione che gli elettroni assumono, in ogni determinato momento, all'interno dei conduttori. Questo effetto si manifesta con maggiore gravità allo interno delle resistenze, e particolarmente di quelle di griglia e di placca. Esso viene denominato « rumore termico » poichè il movimento caotico degli elettroni all'interno dei conduttori dipende dalla temperatura, ed aumenta con essa. Il rumore termico dà luogo, in altoparlante, ad un fruscio simile a quello determinato dall'effetto precedente.

Altri rumori, quali « scricchiolii » e simili, vengono determinati da spostamenti di assestamento degli elettrodi all'interno di una valvola, movimenti che avvengono, in genere, durante i primi minuti di accensione

Fig. 4-A — Immagine oscillografica di un segnale B.F. con ronzio.

1/50 sec.

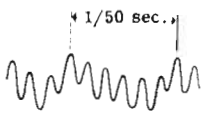



Fig. 4-B — Altra immagine di rumore di fondo sovrapposto al segnale.

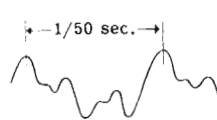



Fig. 5 — Caso tipico di rumore di fondo, dovuto ad induzione.

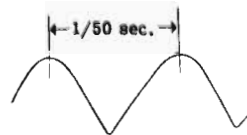



Fig. 6 — Ronzio dovuto a dispersione tra catodo e filamento.

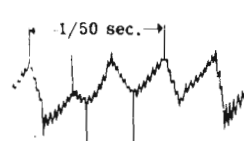



Fig. 7 — Ronzio introdotto dalla vicinanza di lampade fluorescenti

dell'apparecchio, e sono dovuti all'effetto di dilatazione termica delle strutture metalliche della valvola.

Ronzio

Il ronzio è quel disturbo che ha origine per l'induzione, nei circuiti percorsi dal segnale, di campi elettrici o magnetici determinati da circuiti vicini percorsi da corrente alternata a 50 Hz, o pulsante a 100 Hz. Esso può altresì avere luogo per la presenza di una notevole componente alternata nella tensione continua di alimentazione anodica delle valvole.

Il ronzio è un disturbo particolarmente grave negli amplificatori ad alto guadagno poichè viene indotto nei primi stadi, e successivamente fortemente amplificato dagli stadi seguenti, presentandosi quindi alla uscita, con un'ampiezza notevole. Alla **figura 4 A** e **B** vediamo due diverse immagini ottenute in seguito all'applicazione, all'ingresso verticale di un oscillografo, di un segnale sinusoidale prelevato all'uscita di un amplificatore, segnale al quale è sovrapposto del ronzio.

Le possibili sorgenti di ronzio sono i campi magnetici dispersi, i campi elettrostatici dispersi, la corrente alternata che percorre i filamenti delle valvole, ed i circuiti imperfetti di livellamento dell'anodica. Questa ultima causa è facilmente eliminabile, usando componenti di caratteristiche adeguate, mentre le precedenti richiedono soprattutto molta cura nella disposizione dei componenti e dei collegamenti in sede di realizzazione pratica. Il ronzio più difficile da eliminare è, comunque, quello determinato dai campi elettrici e magnetici dispersi.

I campi magnetici, infatti, inducono tensioni in tutti gli avvolgimenti, ed in particolare nei trasformatori di entrata (**figura 5**), intervalvolari, e d'uscita. Inoltre, possono determinare delle correnti in « anelli di massa », di cui parleremo più avanti, e perfino riescono ad influenzare i flussi elettronici all'interno delle valvole. Le più pericolose sorgenti di campi magnetici, nelle vicinanze dei circuiti di alimentazione, sono il trasformatore di alimentazione, l'induttanza di filtro, i collegamenti ai filamenti, il cavo di alimentazione, e, talora, lo stesso trasformatore di uscita. Vedremo in seguito come sia possibile eliminare, od almeno ridurre a proporzioni trascurabili, l'effetto dei campi magnetici.

Anche i campi elettrostatici possono arrecare notevoli disturbi, specialmente nei circuiti che presentano un'alta impedenza verso massa. Infatti, ogni carica elettrostatica indotta, nello scaricarsi a massa, determina una tensione di ronzio proporzionale all'impedenza che incontra. In particolare, allorchè la griglia di una valvola amplificatrice ha una resistenza verso massa molto elevata, dell'ordine di alcuni Mohm, una piccolissima corrente indotta può determinare una tensione di ronzio alquanto elevata.

I filamenti delle valvole vengono normalmente accesi con tensioni alternate. Essi, come sappiamo, raggiungono temperature altissime, e quindi emettono degli elettroni che, durante le semialternanze che rendono il filamento negativo rispetto al catodo, raggiungono quest'ultimo elettrodo. Si ritrova pertanto, sul catodo, un flusso elettronico variabile a frequenza di rete, che determina su di esso un segnale del tipo di quello indicato alla **figura 6**. Come sappiamo, un segnale applicato al catodo equivale ad un segnale, di fase opposta, applicato alla griglia e quindi — in definitiva — al segnale vero e proprio si somma un segnale parassita a frequenza di rete.

Altri disturbi di questo tipo possono verificarsi in seguito a circostanze completamente estranee all'amplificatore. Ad esempio, alla **figura 7**, è rappresentato il disturbo ottenuto in seguito all'interferenza dovuta ad una lampada fluorescente.

IIª PARTE: ESEMPIO di AMPLIFICATORE di POTENZA

Prendiamo ora in considerazione, come premesso, l'amplificatore di potenza a valvole, il cui schema è riportato alla **figura 8**. Commenteremo lo schema elettrico e forniremo quelle avvertenze costruttive che si rendono necessarie per eliminare, o comunque ridurre il più possibile, gli inconvenienti di cui abbiamo parlato nella prima parte della lezione. Per quanto riguarda l'effettiva disposizione pratica dei componenti sul telaio, il lettore che desiderasse effettuarne la costruzione potrà seguire qualsiasi suo criterio, purchè eviti le cause di accoppiamenti indesiderati di cui si è detto.

Dati caratteristici

Potenza d'uscita	20 W da 30 Hz a 20.000 Hz.
Curva di risposta	lineare da 2 Hz a 100 kHz ± 1 dB.
Distorsione armonica	inferiore allo 0,05% alla frequenza d'entrata di 400 Hz.
Distorsione d'intermodulazione	inferiore allo 0,7% per picchi di potenza di 20 W (con segnali di 40 Hz e di 10 kHz).

Distorsione di fase massima . .	10° a 10 kHz e 20° a 20 kHz.
Ronzìo e fruscìo	inferiore di 90 dB alla massima potenza di uscita.
Sensibilità	220 mV per 20 W di uscita.
Valvole impiegate	1 GZ-34 raddrizzatrice; 1 EF86 preamplificatrice; 1 ECC83 amplificatrice ed invertitrice di fase; 2 EL34 amplificatrici finali in controfase.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

L'amplificatore che ci accingiamo a descrivere, il cui schema elettrico è riportato alla **figura 8**, impiega due valvole finali di grande potenza, EL34, disposte in uno stadio controfase con circuito ultralineare. Questo amplificatore può essere usato sia singolarmente, sia in combinazione con un preamplificatore separato. Nel primo caso la resistenza *R*1 dovrà essere sostituita da un potenziometro che consenta la regolazione del volume. Si può anche inserire il complesso per la regolazione doppia di tono, riportato alla figura 5, della lezione 106ª, da introdursi tra l'entrata e la griglia della EF 86.

Facendolo precedere da un preamplificatore provvisto di diverse entrate (adatte alle diverse sorgenti di segnale audio), di controlli di tono, e di circuiti di equalizzazione, l'amplificatore che stiamo descrivendo è in grado di fornire prestazioni di alta classe, specialmente se usato in combinazione con diffusori acustici dotati di altoparlanti di buona qualità. Il preamplificatore in questione sarà oggetto anch'esso di dettagliata descrizione, di modo che il lettore potrà accingersi, volendo, alla sua costruzione con cognizioni di causa.

Stadio d'entrata

In questo stadio viene usata una valvola EF86 che, essendo un pentodo — come sappiamo — consente una alta amplificazione (il guadagno dello stadio è di circa 120): il tipo di valvola prescelto introduce un basso livello di rumore.

Onde evitare l'insorgere del rumore termico che si origina, come già detto, principalmente nelle resistenze, è opportuno che tutte le resistenze facenti capo agli elettrodi della EF86 siano del tipo a carbone, ad alta stabilità. In caso contrario il rumore di fondo che si ottiene è superiore a quello indicato nei dati caratteristici.

Stadio pilota

Questo stadio è costituito da un doppio triodo ECC83, che funziona sia da amplificatore di tensione che da invertitore di fase. Le funzioni di amplificazione e di inversione non avvengono separatamente nei due triodi, poichè si tratta di un invertitore di fase con accoppiamento catodico il quale, come sappiamo, impiega entrambi i triodi sia per l'amplificazione che per l'inversione. Si è preferito il circuito con accoppiamento catodico poichè questo, tra i diversi aventi la funzione di invertitori, è quello che presenta il più elevato grado di bilanciamento e la più bassa distorsione. Con tale stadio è possibile ottenere una tensione di pilotaggio sufficiente allo stadio finale, con una distorsione dello 0,4%. Le resistenze *R*12 e *R*13, allo scopo di consentire un buon funzionamento dello stadio, devono avere il valore il più possibile vicino fra loro, e comunque contenuto entro i limiti di tolleranza del 5%, rispetto al valore di 180 kohm indicato dallo schema. Nel caso queste due resistenze abbiano valore lievemente differente tra loro, quello maggiore deve essere usato per la *R*13.

Il migliore bilanciamento dello stadio è ottenuto quando i carichi anodici non differiscono di oltre lo 0,3%. E' quindi necessario che le resistenze di griglia, *R*15 ed *R*16, dello stadio finale, che fanno parte dei carichi anodici dello stadio pilota, siano anch'esse il più possibile precise. Il bilanciamento alle frequenze elevate è determinato soprattutto dalla disposizione dei vari collegamenti, dipendendo essenzialmente dalle capacità distribuite, che devono essere eguali nelle due sezioni. Il bilanciamento alle frequenze più basse dipende invece dal valore della costante di tempo del circuito di griglia, determinato da *R*9 e C6.

L'invertitore di fase con accoppiamento catodico, pure presentando una bassa percentuale di distorsione, riduce il guadagno in tensione effettivo dello stadio alla metà di quello che si otterrebbe con un normale amplificatore di tensione. Tuttavia, dato che il coefficiente di amplificazione delle ECC83 è notevolmente elevato, il guadagno permane sufficiente.

Stadio finale

Come si può notare nello schema della figura 8, lo stadio finale è costituito da 2 valvole finali di grande potenza, disposte in controfase.

Le tensioni di griglia schermo delle due valvole finali sono ottenute a mezzo di due prese effettuate sul primario del trasformatore di uscita, predisposte in corrispondenza del 40% dell'avvolgimento. Tale circuito, caratteristico degli stadi finali ultralineari, è basato sulla controreazione che si determina appunto applicando parte del segnale presente sul primario del trasformatore di uscita alle griglie schermo delle valvole finali. Questa controreazione, che interessa il solo stadio finale, si aggiunge al normale circuito di controreazione che si estende a tutto il circuito. Di ciò ci occuperemo più diffusamente nella lezione dedicata all'alta fedeltà.

L'impedenza di carico tra i due anodi delle valvole finali è di circa 6,6 kohm. La tensione di alimentazione risulta, all'uscita del circuito di livellamento, di 440 volt, e la dissipazione complessiva, di anodo e di griglia schermo di ognuna delle valvole finali, di 28 watt. Da misure eseguite sul circuito, risulta che la migliore linearità viene raggiunta quando, in serie al circuito di griglia schermo, si dispone una resistenza da 1 kohm.

Trasformatore d'uscita

Il trasformatore d'uscita, del quale riportiamo più avanti i dati costruttivi, è stato progettato per adat-

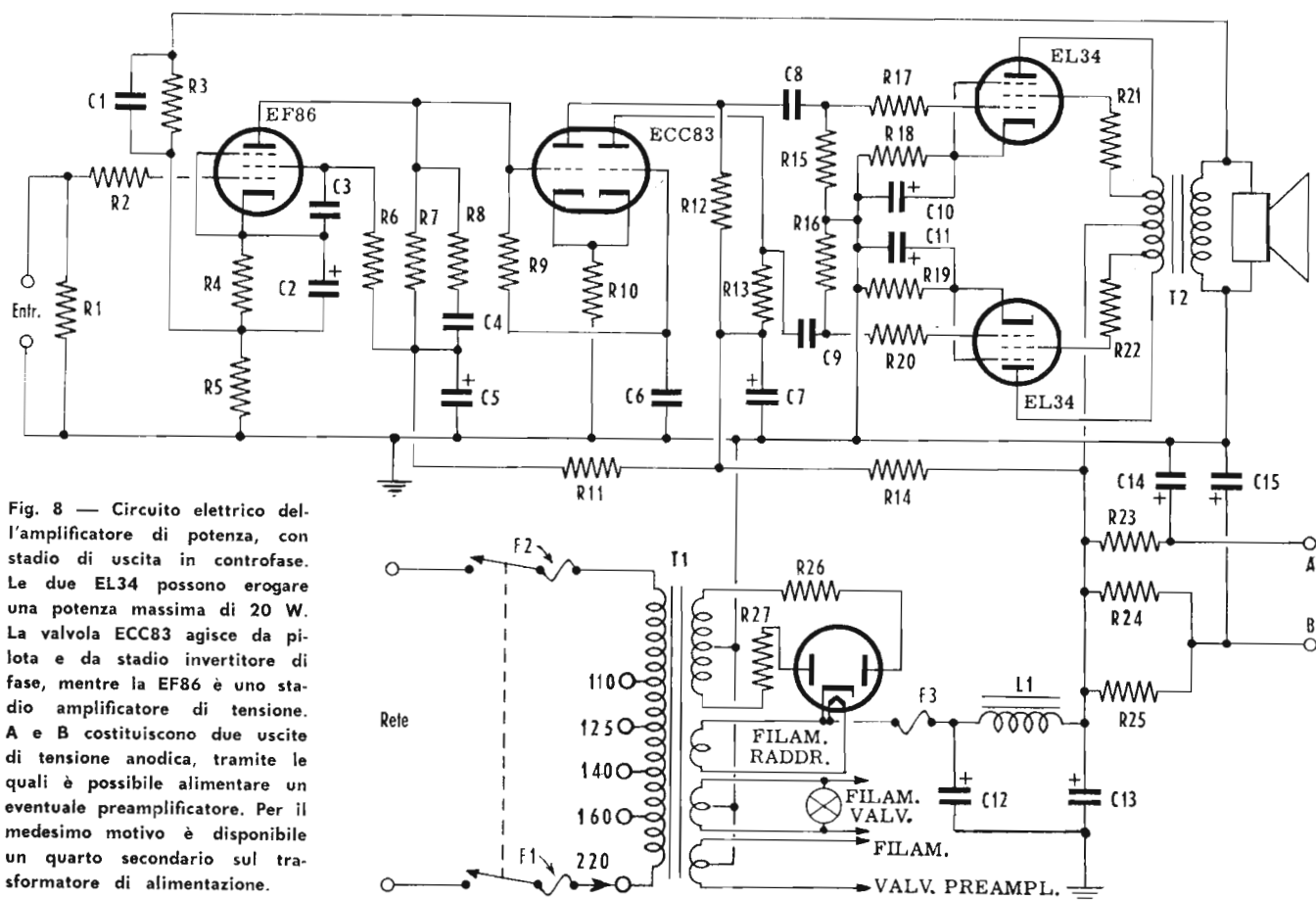



Fig. 8 — Circuito elettrico dell'amplificatore di potenza, con stadio di uscita in controfase. Le due EL34 possono erogare una potenza massima di 20 W. La valvola ECC83 agisce da pilota e da stadio invertitore di fase, mentre la EF86 è uno stadio amplificatore di tensione. A e B costituiscono due uscite di tensione anodica, tramite le quali è possibile alimentare un eventuale preamplificatore. Per il medesimo motivo è disponibile un quarto secondario sul trasformatore di alimentazione.

ELENCO dei VALORI

R1 = 1 MΩ ± 20%, ¼ W
R2 = 4,7 kΩ ± 20%, ¼ W
R3 = alta stabilità ± 5%
con carico di 12 - 16 Ω : 8,2 kΩ
con carico di 6 - 8 Ω : 5,6 kΩ
R4 = 2,2 kΩ ± 10%, alta stabilità
R5 = 100 Ω ± 5%, alta stabilità
R6 = 390 kΩ ± 10%, alta stabilità
R7 = 100 KΩ ± 10%, alta stabilità
R8 = 4,7 kΩ ± 10%, ¼ W
R9 = 1 MΩ ± 20%, ¼ W
R10 = 82 kΩ ± 10%, ½ W
R11 = 270 kΩ ± 10%, ½ W
R12 = 180 kΩ ± 10%, ½ W *)
R13 = 180 kΩ ± 10%, ½ W *)
R14 = 15 kΩ ± 20%, ½ W

R15 = 470 kΩ ± 10%, ¼ W
R16 = 470 kΩ ± 10%, ¼ W
R17 = 2,2 kΩ ± 20%, ¼ W
R18 = 470 Ω ± 5%, 3 W, a filo
R19 = 470 Ω ± 5%, 3 W, a filo
R20 = 2,2 kΩ ± 20%, ¼ W
R21 = 1 kΩ ± 10%, ½ W
R22 = 1 kΩ ± 10%, ½ W
R23 = 56 kΩ ± 10%, 1 W
R24 = 12 kΩ ± 20%, 6 W
R25 = 12 kΩ ± 20%, 6 W
R26 = dipende dal valore di R_{tr}
R27 = dipende dal valore di R_{tr}
C1 = ± 5%
per adattamento 12 ÷ 16 Ω : 220 pF
per adattamento 6 ÷ 8 Ω : 330 pF

C2 = 50 μF, 12 V lavoro
C3 = 56000 pF, 350 V lavoro
C4 = 47 pF, ± 10%
C5 = 8 μF, 350 V lavoro
C6 = 0,22 μF, 350 V lavoro
C7 = 8 μF, 450 V lavoro
C8 = 0,47 μF, 350 V lavoro
C9 = 0,47 μF, 350 V lavoro
C10 = 50 μF, 50 V lavoro
C11 = 50 μF, 50 V lavoro
C12 = 50 μF, 450 V lavoro
C13 = 50 μF, 450 V lavoro
C14, C15 } 2×8 μF, 450 V lavoro
F1, F2 = Fusibile 2,5 A
F3 = Fusibile 0,5 A
*) entro la tolleranza del 5%

tarsi a due diverse impedenze di carico secondario comprese, rispettivamente, tra 6 e 8 ohm e tra 12 e 16 ohm. L'induttanza del primario, misurata a 50 Hz, e a 5 volt, è di 72 H, mentre sale a 120 H quando è misurata a 50 Hz, 10 volt. L'induttanza dispersa è di 8 mH, con il secondario in corto circuito, e di 6 mH con un semiavvolgimento del primario in corto circuito. La resistenza complessiva del primario è di 319 ohm, mentre quella del secondario è di 0,45 ohm per l'adattamento da 12 a 16 ohm, e di 0,18 ohm per l'adattamento ad impedenza inferiore. La massima densità del flusso, misurata a 20 Hz e 500 volt di cresta, è di 5.800 gauss.

Alla **figura 9** è rappresentata la forma e la dimensione dei lamierini componenti il nucleo del trasformatore di uscita. Gli avvolgimenti sono disposti su di un supporto diviso in due sezioni eguali, in ciascuna delle quali è contenuta una metà dell' avvolgimento primario. Ciascuna metà è suddivisa, a sua volta, in cinque sezioni collegate in serie, e tra l'una e l'altra sezione è inserita una parte dell'avvolgimento secondario. Si hanno quindi, in definitiva, dieci sezioni di avvolgimento primario alternate con otto sezioni di avvolgimento secondario. Di queste ultime, alcune sono collegate in serie, ed altre in parallelo.

Questo sistema di avvolgimento è alquanto laborioso: tuttavia, il risultato che esso consente è tale da compensare le difficoltà incontrate.

Nucleo . . . . . normali lamierini di forma I ed E.
Dimensioni esterne 150x125 mm.
Larghezza del nucleo 50 mm.
Pacco lamellare . . senza traferro.
Altezza del pacco . . 50 mm.
Sezione . . . . . 25 cm².

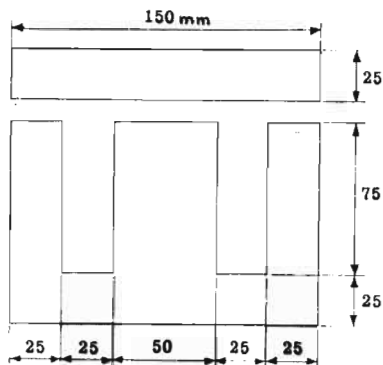



Fig. 9 — Tipo e dimensioni dei lamierini da impiegare per la realizzazione del trasformatore di uscita dello stadio ultralineare. L'altezza del pacco (spessore lordo) è di 50 mm.

Per quanto riguarda le dimensioni dei lamierini, queste sono riportate chiaramente alla figura 9. Nella tabella 1 sono indicati tutti i dati necessari per l'identificazione degli avvolgimenti alloggiati sul supporto, elencati secondo la sequenza di esecuzione, ossia partendo da quelli interni. Per tutti gli avvolgimenti deve essere usato filo di rame smaltato, di sezione opportuna, facilmente calcolabile in base alle correnti che percorrono i singoli avvolgimenti. I collegamenti interni da eseguirsi tra le varie sezioni dell'avvolgimento primario, sono elencati nella tabella 2. L'inizio e la fine degli avvolgimenti *S*1, *S*2 ed *S*3 del secondario fanno capo comune, ossia risultano collegati in parallelo. Ciò vale anche per le sezioni *S*6, *S*7 ed *S*8.

I collegamenti esterni del trasformatore di uscita sono i seguenti, (P ed S indicano il primario ed il secondario):

1) L'inizio di *P*1 va collegato all'anodo della prima EL34,
2) L'inizio di *P*10 va collegato all'anodo della seconda EL34,

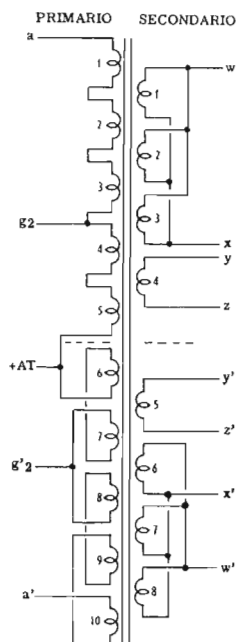



Fig. 10 — Per rendere minime le perdite dovute alla dispersione di flusso ed alle capacità distribuite, l'avvolgimento deve essere effettuato a sezioni alterne tra primario e secondario, come indicato.

3) Il punto di unione tra *P*3 e *P*4 alla griglia schermo della prima EL34,
4) Il punto di unione tra *P*7 e *P*8 alla griglia schermo della seconda EL34,
5) Il punto di unione tra *P*5 e *P*6 alla tensione di alimentazione anodica + AT.

I vari collegamenti da effettuare sui terminali del secondario, si comprenderanno più facilmente con l'ausilio della **figura 10**. Per ottenere adattamenti di impedenza da 5 ad 8 ohm, gli inizi di *S*1, *S*2 ed *S*3 devono essere collegati all'inizio di *S*4, mentre la fine di ciascuno di questi avvolgimenti fa capo alla fine di *S*4. Si tratta, in sostanza, di collegare il punto *W* col punto *J* ed il punto X col punto Z. Ciò vale anche con gli avvolgimenti *S*5, *S*6, *S*7 ed *S*8, simmetrici ai precedenti. Occorrerà quindi collegare *W'* ad *J'*, ed X' a *Z'*. I due gruppi di combinazioni vanno collegati in serie, e gli altoparlanti vanno disposti tra *W* e *W'*.

Se si vuole invece ottenere un adattamento di impedenza da 12 a 16 ohm, gli avvolgimenti *S*4 ed *S*5 vanno collegati in parallelo (*J* con *J'*, e *Z* con *Z'*). I tre gruppi vanno poi collegati in serie, ossia *J* e *J'* a *Z*, e successivamente *Z* e *Z'* ad X'. Gli altoparlanti devono anche questa volta essere collegati ai punti *W* e *W'*.

Controreazione

La sensibilità dell'amplificatore, *senza controreazione*, è di circa 6,5 mV per un'uscita di 20 watt. Tale valore, come si vede, sarebbe sufficiente per pilotare l'amplificatore anche con segnali d'entrata molto deboli. Tuttavia poichè, come si può notare la curva *b* della **figura 11,** la catena di controreazione comporta un'attenuazione di circa 30 dB, per cui la sensibilità con controreazione scende a circa 200 mV. Tale sensibiltà, mentre è sufficiente per alcuni tipi di segnali di ingresso, non lo è in altri casi, ad esempio quando si voglia applicare, all'entrata, un microfono.

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo	Larghezza dell'avvolgimento	Numero degli strati
P_1 · P_{10}	380	0,28 mm	32 mm	4
S_1 · S_8	60	1,0 mm	33 mm	2
P_2 · P_9	380	0,28 mm	32 mm	4
S_2 · S_7	60	1,0 mm	33 mm	2
P_3 · P_8	380	0,28 mm	32 mm	4
S_3 · S_6	60	1,0 mm	33 mm	2
P_4 · P_7	380	0,28 mm	32 mm	4
S_4 · S_5	60	1,0 mm	33 mm	2
P_5 · P_6	380	0,28 mm	32 mm	4

fine di P_1 all'inizio di P_2	fine di P_{10} all'inizio di P_9
fine di P_2 all'inizio di P_3	fine di P_9 all'inizio di P_8
fine di P_3 all'inizio di P_4	fine di P_8 all'inizio di P_7
fine di P_4 all'inizio di P_5	fine di P_7 all'inizio di P_6
fine di P_5 alla fine di P_6	

TABELLA 1 (in alto): Dati pratici di avvolgimento delle diverse sezioni. TABELLA 2 (in basso). Ordine dei collegamenti interni al trasformatore, tra le diverse sezioni primarie e secondarie.

Come si può notare dalla curva di guadagno della catena di controreazione, per frequenze molto alte o molto basse, l'efficacia del circuito diminuisce, e quindi tali frequenze risultano esaltate, rispetto a quelle centrali. In tal modo, si riesce a compensare la naturale attenuazione, determinata dagli stadi di accoppiamento e di amplificazione, di tali frequenze estreme. Di conseguenza, la curva di risposta lineare del complesso si allarga notevolmente oltre i consueti limiti degli amplificatori non controreazionati, estendendosi, in pratica, da 2 Hz a 100 kHz. Nonostante il fatto che la reazione, alle frequenze estreme, si trasformi da negativa in positiva, e ciò per la ragione spiegata alla lezione precedente, la stabilità di questo amplificatore è risultata, a tutti gli effetti, ottima. Nel prototipo di questo amplificatore, realizzato nei laboratori di una importante Casa (Philips), si e riscontrata una completa stabilità anche in condizioni di circuito di ingresso aperto. Si sono inoltre potuti usare cavi di trasferimento anche molto lunghi per il segnale a Bassa Frequenza, dal trasformatore di uscita agli altoparlanti, senza che ciò determinasse alcun genere di oscillazioni.

Fig. 11 — Curve di responso in funzione della frequenza e del livello di uscita in dB. Risposta alla frequenza (a), guadagno della catena di controreazione (b), e distorsione di fase (c). Quest'ultimo valore è indicato sulla scala verticale a destra.

Distorsione

Alla figura 11 è indicata anche la curva di distorsione di fase (c). Come si vede, dato che le frequenze audio che interessano sono esclusivamente quelle comprese tra 20 Hz e 20 kHz, il comportamento dell'amplificatore è ottimo, non superando mai, in tale gamma, il 20% di spostamento di fase; inoltre, da 30 Hz a 5 kHz, si può notare l'assenza completa di sfasamenti.

La distorsione armonica, misurata a 400 Hz, è rappresentata dalle curve *a* e *b* della **figura 12**. In *a* la misura della distorsione è stata effettuata senza controreazione e con carico resistivo, in *b* è stata effettuata con controreazione di 30 dB, ma in condizioni di sovraccarico. Al livello di 20 watt, la distorsione senza controreazione si trova al di sotto dell'1%, mentre con la controreazione essa scende a meno dello 0,05%, raggiungendo lo 0,1% a circa 27 watt di uscita.

Le misure relative alla distorsione per intermodulazione sono state eseguite con frequenza di 40 Hz e 10 kHz, nel rapporto di ampiezza 4:1. Si è trovato che la percentuale di distorsione è inferiore allo 0,7%, per picchi di potenza di 20 watt, con segnale sinusoidale. L'andamento della tensione di uscita, in funzione della tensione di ingresso, è indicato dalla curva caratteristica della **figura 13**, la quale mostra che si ha una buona linearità per tensioni di uscita fino a 20 volt, misurate ai capi di un carico di 15 ohm, corrispondente alla potenza di 27 watt.

NOTE sulla REALIZZAZIONE PRATICA

In linea di massima, onde evitare il più possibile accoppiamenti tra i circuiti a frequenza di rete e quelli di amplificazione, è auspicabile che tutta la sezione di alimentazione sia realizzata su di un telaio separato da quello del resto dell'amplificatore. E' tuttavia possibile, se si seguono con attenzione le norme che esporremo, realizzare il tutto su di un unico telaio. Nel caso si intenda costruire anche un preamplificatore, questo dovrà invece essere realizzato senz'altro su di un telaietto separato, se non si vuole introdurre inevitabilmente ronzio.

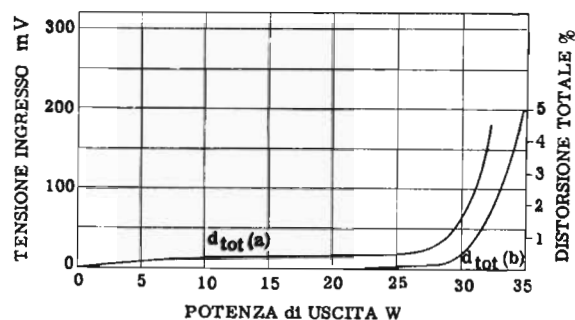



Fig. 12 — Curve della distorsione armonica totale, in funzione della potenza di uscita e del segnale di ingresso, senza controreazione (a) e con controreazione di 30 dB a 400 Hz (b).

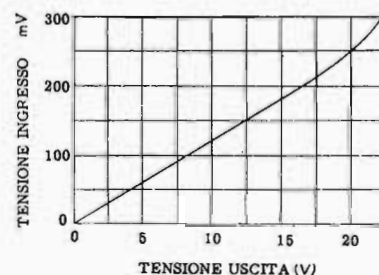



Fig. 13 — Curva caratteristica della tensione di uscita, in funzione dell'ampiezza del segnale di ingresso.

Per quanto riguarda l'effettiva sistemazione delle parti al di sopra ed al di sotto del telaio, occorre, innanzitutto, fare in modo che i componenti di ogni singolo stadio risultino il più possibile vicini tra di loro, e che l'ordine di sistemazione sul telaio degli stadi corrisponda il più possibile a quello dello schema elettrico. Si disporrà quindi ad un estremo lo stadio amplificatore, con gli eventuali controlli di volume e di tono, subito seguito dallo stadio amplificatore ed invertitore. Lo stadio finale, ed il relativo trasformatore di uscita, occuperanno la parte centrale del telaio. All'altra estremità infine, ben staccato dai precedenti, si disporrà l'assieme di alimentazione, avendo cura che il trasformatore e l'induttanza di filtro risultino alla massima distanza, ossia disponendoli dopo i condensatori elettrolitici e la valvola raddrizzatrice.

In molti amplificatori, per ragioni di estetica e di simmetria, si usa disporre il controllo di volume al

centro del telaio ed i due controlli di tono alle due estremità opposte. E' invece assolutamente preferibile che tutti i controlli di responso e di volume si trovino all'estremità del telaio che corrisponde allo stadio di ingresso. Ciò, sia per evitare accoppiamenti con i circuiti di uscita e con l'alimentatore, sia per abbreviare il più possibile i collegamenti degli stadi d'entrata. E' pure preferibile che l'interruttore di accensione non sia abbinato ad uno dei potenziometri per i suddetti controlli, ma sia separato, e disposto presso la sezione di alimentazione: in tal modo si evita che il cavo di alimentazione percorra una zona nelle vicinanze dei circuiti di entrata e induca ronzio.

Il telaio va eseguito in lamiera di ferro cadmiato, o in alluminio, di spessore dipendente dalle dimensioni generali, e comunque tale da assicurare una buona robustezza all'insieme. Eseguiti i diversi fori per la sistemazione dei componenti è opportuno fissare dapprima quelli più leggeri, ossia quelli dei primi stadi, ed eseguire i relativi collegamenti, e per ultimi quelli più pesanti, quali i due trasformatori e l'impedenza.

Come evitare i disturbi

Le oscillazioni parassite, essendo sempre originate da una reazione positiva, richiedono soprattutto che si evitino lunghi collegamenti paralleli tra loro, poichè tra di essi si potrebbero facilmente determinare trasferimenti di tipo induttivo. In ogni modo, la sistemazione dei componenti sul telaio che abbiamo indicata in precedenza dovrebbe, in gran parte, eliminare la necessità di collegamenti lunghi portanti l'audiofrequenza. Se nell'amplificatore si dovessero incorporare trasformatori di entrata, è auspicabile che essi si trovino a molta distanza dal trasformatore di uscita, per evitare ritorni di energia elettromagnetica. Allo stesso scopo è bene usare trasformatori di uscita di alta qualità, con una minima percentuale di flusso disperso.

In linea di massima, se negli amplificatori si determinano oscillazioni dovute ai circuiti di controreazione, si rendono necessarie modifiche nei valori dei componenti relativi o, come già detto, l'inversione dei collegamenti. Per quanto riguarda l'inconveniente illustrato alla figura 3, la soluzione migliore consiste nell'usare condensatori elettrolitici di prima qualità, e di alta capacità, e, possibilmente, nel prelevare la tensione anodica degli stadi precedenti dopo averla disaccoppiata da quello finale mediante filtri *RC* multipli. Ciò è previsto, come si può notare, nello schema di figura 8.

Per quanto riguarda i diversi tipi di rumore, non sono necessarie particolari precauzioni, se si eccettua l'impiego — nei primi stadi — di valvole a basso rumore interno, quali la EF86, e di resistenze ad alta stabilità, del tipo a carbone, per evitare l'insorgere del rumore termico. Per evitare l'effetto microfonico si usano, nelle apparecchiature industriali e professionali, zoccoli portavalvole speciali, fissati al telaio in modo elastico; tuttavia, nel caso in questione, questo difetto si manifesta solo eccezionalmente.

Veniamo, infine, ai diversi tipi di ronzio, per eliminare i quali, oltre a quanto già detto in precedenza, occorre:

1) Orientare sul telaio, i nuclei del trasformatore di alimentazione e dell'induttanza di filtro parallelamente tra loro, ma perpendicolarmente sia al trasformatore di uscita che all'eventuale trasformatore di entrata. Questi ultimi componenti devono, a loro volta, essere perpendicolari tra di loro (sulla terza dimensione).

2) Curare il più possibile i circuiti di filtro, in modo che il livellamento della tensione sia perfetto. Si può eventualmente verificare l'intero stadio di alimentazione con l'oscillografo, come descritto a pagina 804.

3) I collegamenti ai filamenti vanno eseguiti con filo intrecciato. In tal modo, i flussi dovuti ai due fili si annullano, in parte, a vicenda. Occorre, fare in modo che i collegamenti in questione risultino molto vicini al telaio, disposti rettilineamente, e alla maggiore distanza possibile dai circuiti di griglia e d'entrata.

4) Il ritorno a massa è uno dei collegamenti che, negli amplificatori, risulta essenziale ai fini della riduzione del ronzio. Allo scopo, deve essere usato un filo di rame nudo, di sezione tale da renderlo sufficientemente rigido, che deve essere fissato, su due ancoraggi isolati, da un capo all'altro del telaio. Successivamente, tutti i collegamenti di massa vanno eseguiti su detto conduttore, nello stesso ordine in cui si susseguono i diversi stadi sullo schema elettrico. Si può iniziare, da un lato, col collegamento al centro del secondario AT del trasformatore; poi si salderanno gli elettrolitici (la cui custodia metallica deve essere assolutamente isolata dal telaio), i «ritorni» dello stadio finale, e quelli dello stadio pilota, fino a giungere allo stadio di ingresso. I « ritorni » dello stadio di ingresso devono fare capo ad un solo punto del conduttore di massa, al quale devono giungere anche i lati « freddi » delle prese per « pick - up », microfono ecc. Lo stesso punto va collegato al telaio dell'apparecchio.

E' indispensabile che anche le calze dei cavi schermati vadano a massa in un solo punto, prossimo a quello dei ritorni dei circuiti relativi, ed è quindi opportuno usare un cavo che, sopra alla calza metallica, abbia un rivestimento isolante atto ad evitare contatti accidentali col telaio.

Tutte le precauzioni esposte sono dovute alla necessità di evitare i cosidetti « anelli di massa ».Sono questi ultimi dei circuiti costituiti da collegamenti di massa, formanti una spira chiusa. Ad esempio, se il conduttore cui fanno capo i conduttori di massa venisse saldato al telaio ai suoi due estremi, esso formerebbe, col telaio stesso, un circuito chiuso. Tale precauzione, che sarebbe inutile se il telaio ed i fili dei collegamenti fossero conduttori perfetti, si rende invece necessaria perchè, date le piccole resitenze che anche tali elementi presentano, un anello di massa si comporterebbe come un vero e proprio circuito elettrico, captando i campi elettromagnetici presenti, ed inducendo a sua volta differenze di potenziale tra i diversi punti del circuito che devono trovarsi a massa e cioè a pari potenziale.

La accurata esecuzione dei collegamenti a massa è forse l'operazione più difficile dell'intero montaggio. Per il resto, basta seguire le solite precauzioni nella tecnica di saldatura e le avvertenze varie da noi ripetutamente esposte nel corso delle precedenti lezioni dedicate a montaggi pratici.

DOMANDE sulle LEZIONI 109ª e 110ª

N. 1 —
Che cosa si intende per « distorsione », e quali sono i diversi tipi di distorsione che si possono verificare in un amplificatore per B.F. ?

N. 2 —
Cosa è la curva di risposta di un amplificatore, e qual'è la distorsione che si collega direttamente all'andamento di detta curva ?

N. 3 —
In quali circostanze si determina la distorsione di fase ?

N. 4 —
Qual'è l'effetto introdotto in uno stadio di amplificazione che non lavora nel tratto lineare della caratteristica della valvola, e come si può eliminare ?

N. 5 —
Può un segnale perfettamente sinusoidale, applicato da solo all'entrata di un amplificatore, essere da questo distorto per intermodulazione ?

N. 6 —
In che cosa consiste la « reazione », e quali sono, dal punto di vista dello sfasamento, i due tipi di reazione ?

N. 7 —
Quali sono invece i due tipi di reazione, dal punto di vista della diversa tecnica della retrocessione del segnale ?

N. 8 —
Quale effetto presentano, sull'impedenza d'uscita dello stadio cui vengono applicate, la controreazione di tensione e la controreazione di corrente ?

N. 9 —
Quale è lo svantaggio apportato dai circuiti di controreazione negli amplificatori ?

N. 10 —
Quali sono invece i vantaggi che i circuiti di controreazione permettono di ottenere ?

N. 11 —
Quali sono le tre principali categorie di disturbi che si possono determinare negli amplificatori ?

N. 12 —
Quali sono i due tipi fondamentali di oscillazioni parassite, e quali sono le cause che contribuiscono a determinarle ?

N. 13 —
Quali sono i principali tipi di rumore, e come è possibile eliminarli ?

N. 14 —
Qual'è l'origine di tutti i tipi di ronzio, e quali sono le precauzioni generali da seguirsi per eliminarla ?

N. 15 —
Come devono essere orientati i nuclei del trasformatore di alimentazione, dell'impedenza di filtro, del trasformatore di uscita, e del trasformatore di entrata, e per quale ragione ?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 857

N. 1 — Il compito degli stadi amplificatori di tensione consiste nell'aumentare l'ampiezza dei segnali di ingresso, fino a raggiungere il valore necessario per pilotare adeguatamente lo stadio finale di potenza.

N. 2 — Le caratteristiche dell'ambiente in cui verrà usato, e quelle degli altoparlanti impiegati.

N. 3 — Perchè — in genere — i segnali elettrici forniti da un microfono sono molto più deboli di quelli forniti da un « pick-up » o da un ricevitore radio, o ancora, da un magnetofono.

N. 4 — Direttamente all'ingresso, oppure tra uno stadio amplificatore di tensione e quello successivo.

N. 5 — Inserendo dei filtri (generalmente del tipo RC), contenenti delle componenti variabili (generalmente resistenze), la cui variazione consente l'attenuazione di determinate gamme di frequenze.

N. 6 — In base al principio del partitore, in quanto preleva la quantità di segnale desiderato, lungo una resistenza variabile.

N. 7 — In due modi: mediante un trasformatore il cui secondario sia provvisto di presa centrale, o mediante un apposito circuito elettronico.

N. 8 — Perchè, adottando un trasformatore per l'inversione di fase, si introducono le inevitabili distorsioni e la discriminazione di frequenza intrinseche del trasformatore.

N. 9 — Sul fatto che, in uno stadio amplificatore, il segnale presente sulla placca è sfasato di 180° rispetto a quello presente sulla griglia o sul catodo.

N. 10 — Perchè, nel caso di stadio finale in controfase, le ondulazioni presenti con la medesima polarità sulle due placche non dànno alcun segnale in uscita, in quanto si annullano a vicenda. Infatti, i soli segnali che si trasferiscono al secondario, sono quelli che si trovano ai capi del primario con polarità opposta.

N. 11 — Il compito della lampadina è di compensare le eventuali variazioni di ampiezza del segnale prodotto, dovute al variare della reattanza delle capacità in gioco col variare della frequenza. Ogni aumento di ampiezza determina un aumento di corrente attraverso il filamento: in tali condizioni aumenta la sua resistenza unitamente alla caduta di tensione ai suoi capi, per cui l'ampiezza del segnale resta costante.

N. 12 — Perchè, nei rilievi — ad esempio — del coefficiente di amplificazione di uno stadio, consente di conoscere esattamente l'ampiezza del segnale entrante, per cui bastano la sola misura del segnale di uscita, ed il calcolo del rapporto.

N. 13 — Essendo in sostanza un partitore di tensione, esso varia la controreazione applicata al catodo.

N. 14 — Quando il segnale uscente è applicato all'ingresso di uno stadio ad impedenza elevata o infinita, e quando invece è necessario conoscere esattamente il valore di detta impedenza di ingresso.

N. 15 — Iniettando, all'ingresso dell'amplificatore in esame, segnali di varia frequenza e di ampiezza costante, e misurando le tensioni di uscita.

LA COSTRUZIONE degli AMPLIFICATORI di BASSA FREQUENZA

IIIª PARTE: IL PREAMPLIFICATORE

La funzione del preamplificatore è quella di adattare l'amplificatore alle diverse sorgenti di segnale ad audiofrequenza. Gli adattamenti principali che si rendono necessari sono tre:

1) *adattamento di impedenza,*

2) *adattamento di sensibilità,*

3) *adattamento della curva di risposta.*

L'adattamento di impedenza viene effettuato mediante la variazione della disposizione e dei valori delle resistenze di ingresso. L'adattamento di sensibilità viene ottenuto mediante lo stesso principio, e, qualche volta inserendo un numero diverso di stadi di preamplificazione, a seconda della tensione del segnale da amplificare. Per l'adattamento della curva di risposta si ricorre ai circuiti di equalizzazione.

Negli amplificatori di piccola potenza, o comunque a caratteristiche di risposta media, il preamplificatore generalmente è montato sullo stesso telaio dell'amplificatore, e spesso è costituito da una sola valvola, che precede direttamente lo stadio pilota. Nei complessi atti a fornire prestazioni di qualità — invece — il preamplificatore è separato, e comprende anche più di uno stadio di amplificazione, a triodo o a pentodo, nonchè i vari circuiti di ingresso aventi le funzioni sopra indicate.

Il problema degli adattamenti di impedenza e di sensibilità è — come abbiamo visto — di semplice risoluzione; più complessa è invece l'elaborazione dei circuiti di equalizzazione.

Per comprendere la necessità dei circuiti di equalizzazione, occorre ricordare che le incisioni fonografiche su disco, ad esempio, non avvengono uniformemente alle diverse frequenze. Per ragioni tecniche, di cui abbiamo già parlato alla lezione 88ª, si rende necessario, in sede di registrazione, incidere le diverse frequenze con diverse intensità relative. Le principali curve caratteristiche di registrazione su disco sono indicate alla **figura 1**. La curva *a* è stata adottata esclusivamente dalla Decca, la curva *b* dalla maggior parte delle case americane ed inglesi, aderenti rispettivamente alla A.E.S. ed alla R.I.A.A.; la curva *c*, infine, indica la caratteristica di incisione dei vecchi dischi a 78 giri.

Dall'esame delle curve risulta che, se si vuole che i suoni riprodotti dall'amplificatore corrispondano esattamente a quelli registrati, occorre che la risposta dell'amplificatore alle varie frequenze sia esattamente **complementare** a quella adottata durante la registrazione, in modo da ottenere, come effetto finale, una curva perfettamente lineare. Benchè le tre curve indicate siano diverse tra di loro, esse hanno, tuttavia, un andamento generale assai simile, e si può, in generale, affermare che l'intensità di registrazione aumenta all'aumentare della frequenza del suono registrato. Riproducendo quindi un disco con un amplificatore che presenti una caratteristica di risposta lineare, si otterrebbe un netto predominio dei toni alti su quelli bassi, ed anche una distorsione, provocata dall'aumento d'ampiezza delle armoniche superiori rispetto alle frequenze fondamentali.

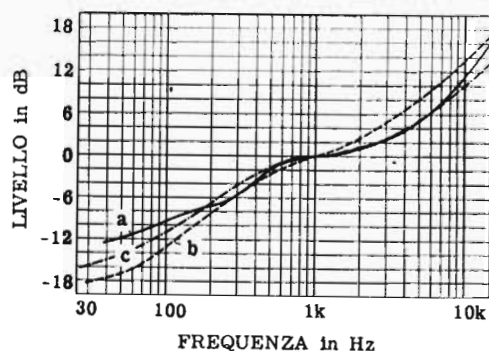



Fig. 1 — Curve standard caratteristiche della registrazione su disco. Curva « ffrr » della Decca, adottata per il disco di prova LXT 2695 (a); curva per dischi microsolco (b), e per dischi normali a 78 giri (c).

Poichè, in genere, sia per semplicità tecnica, che per poter effettuare con maggior precisione misure di linearità e di distorsione, si preferisce che gli amplificatori veri e propri abbiano una risposta ad andamento ideale rettilineo rispetto alle diverse frequenze, è necessario introdurre, nel preamplificatore, i circuiti di equalizzazione, che hanno appunto lo scopo di rendere la curva di risposta del complesso riproduttore complementare a quella di registrazione. Nei preamplificatori di alta classe, i circuiti di equalizzazione per riproduzione fonografica sono tre, ciascuno dei quali relativo ad una delle curve di figura 1. In altri casi, dato che l'andamento generale delle curve è simile, ci si accontenta di due diversi tipi di equalizzazione (microsolco e 78 giri). o anche di uno solo, le cui caratteristiche di risposta sono medie tra quelle ideali per i tre tipi di incisione.

Generalmente, i circuiti di equalizzazione sono disposti nel primo stadio del preamplificatore, e sono costituiti da diverse reti *RC*, che determinano una *con-*

troreazione selettiva. La controreazione selettiva è una controreazione che presenta efficacia diversa alle diverse frequenze, e può quindi alterare la curva di risposta dello stadio in cui è inserita. Tutti i circuiti di controreazione sono, in maggiore o minore misura, selettivi; abbiamo visto che ciò è dovuto ai diversi sfasamenti relativi delle diverse frequenze. Tuttavia, la curva di risposta della rete di controreazione può venire ulteriormente modificata aggiungendo particolari circuiti *RC*.

Nei preamplificatori sono presenti sempre diversi tipi di circuiti equalizzatori, costituiti da circuiti *RC*, in misura pari al numero degli ingressi del preamplificatore stesso. Essi vengono commutati contemporaneamente ai canali d'entrata, in modo che ad ognuno venga a corrispondere una risposta adeguata. Oltre alle reti di equalizzazione, il preamplificatore comprende tutte le altre necessarie regolazioni, quali il controllo di volume, il controllo di risposta separato degli alti e dei bassi e, talora, la regolazione dei filtri antifruscìo, mediante i quali è possibile attenuare il caratteristico fruscio generalmente presente durante la riproduzione dei dischi fonografici.

Alcuni preamplificatori sono anche dotati di circuiti « miscelatori », mediante i quali è possibile applicare, contemporaneamente, agli ingressi relativi, più segnali ad audiofrequenza, provenienti da diverse sorgenti, ad esempio da due microfoni disposti in diverse posizioni. Talora è anche possibile regolare separatamente i volumi dei diversi segnali, od anche le tonalità.

Prenderemo ora in considerazione un preamplificatore che, pur potendo fornire ottimi risultati, non comprende quei circuiti molto complessi, che sono propri dei preamplificatori per apparecchiature professionali. Ciò, anche in considerazione del fatto che la realizzazione pratica di tali circuiti presenta, per il principiante, notevoli difficoltà. E' infatti necessaria, nel preamplificatore assai più che nell'amplificatore di potenza, particolare attenzione circa la scelta, la disposizione e la schermatura dei componenti. Infatti, un disturbo, anche debolissimo, presente in questi stadi, viene amplificato così fortemente da tutti i successivi, da divenire, all'uscita, di entità rilevante. Occorre quindi che i circuiti siano i più semplici possibile, affinchè possano essere eseguiti con pochi collegamenti, di breve precorso, onde evitare reazioni ed induzioni di ronzio.

Il preamplificatore a valvole che descriveremo può essere usato insieme all'amplificatore di potenza descritto alla lezione precedente, o unitamente ad altri amplificatori analoghi. Esso prevede ingressi per fonorivelatori magnetici e piezoelettrici, per testine di lettura di registratori a nastro, per microfoni, ed infine per sintonizzatori radio. E' inoltre previsto un ingresso supplementare, adattabile ad altre eventuali sorgenti di Bassa Frequenza.

La selezione delle varie entrate è ottenuta tramite un commutatore rotante da fissarsi sul pannello frontale. Le posizioni del commutatore, in senso orario, sono le seguenti:

1) fonorivelatore piezoelettrico o magneto dinamico per dischi a 78 giri;
2) fonorivelatore piezoelettrico o magneto dinamico per dischi microsolco;
3) microfono a cristallo o microfono magnetico dotato di trasformatore d'entrata;
4) testine di lettura di magnetofono, ad alta impedenza;
5) sintonizzatore radio;
6) canale di ingresso ausiliario.

L'equalizzazione per i dischi è ottenuta conformemente alle più recenti prescrizioni della R.I.A.A. e della A.E.S., adottate dai più importanti produttori di dischi. La caratteristica di riproduzione per nastri magnetici è stata studiata particolarmente per velocità di registrazione ad alta fedeltà, ossia di 19 cm al secondo. Sono infine previste, all'uscita, regolazioni di tono a bassa impedenza, efficaci entro una vasta gamma di frequenze, e rispondenti pertanto a qualunque necessità.

Dati caratteristici

Tensione di uscita . . .	variabile da 40 mV a 250 mV.
Sensibilità	Fonorivelatore a cristallo: 50 mV per dischi microsolco e 150 mV per dischi a 78 giri. Fonorivelatore magneto dinamico: 3 mV per microsolco e 9 mV per 78 giri. Microfono: 6 mV. Magnetofono: 3 mV a 5 kHz. Sintonizzatore radio: 250 mV. Ingresso supplementare: 250 mV.
Ronzio e rumore di fondo	—55 dB in entrambi i fonorivelatori, in posizione microsolco —57 dB in posizione 78 giri —44 dB per microfono —53 dB per magnetofono.
Impedenza d'ingresso .	100 kohm per le entrate del fonorivelatore 1 Mohm per entrata microfono 85 kohm per entrata magnetofono 2 Mohm per entrata sintonizzatore radio 2 Mohm per entrata supplementare.
Distorsione	0,15% al valore nominale del livello di uscita 0,24% ad un valore 10 volte superiore a quello nominale.
Regolazione di tono . .	Esaltazione massima dei bassi: + 17 dB a 50 Hz Attenuazione massima dei bassi: — 14 dB a 50 Hz Esaltazione massima degli alti: + 14 dB a 10 kHz Attenuazione massima degli alti: — 15 dB a 10 kHz.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

Lo schema è indicato alla **figura 2**. Esso consta di 2 stadi in ognuno dei quali è impiegato il pentodo EF86 ad alto μ. L'equalizzazione è realizzata interamente nel primo stadio a mezzo di un circuito a controreazione selettiva tra anodo e griglia della prima EF86.

Fig. 2 — Circuito elettrico del preamplificatore. Può essere usato con l'amplificatore di potenza descritto alla lezione precedente. In tal caso, le prese di alimentazione, sia dell'anodica che dei filamenti, vanno unite a quelle disponibili su detto amplificatore.

ELENCO dei VALORI

R6	= 220 kΩ ± 5%, ¼ W	R7	= 2,2 MΩ ± 10%, ¼ W
R5	= 5,6 MΩ ± 5%, ¼ W	R8	= 2,2 MΩ ± 10%, ¼ W
R4	= 560 kΩ ± 5%, ¼ W	R9	= 56 kΩ ± 10%, ¼ W
R3	= 10 MΩ ± 5%, ¼ W	R10	= 1 MΩ ± 10%, ¼ W
R2	= 560 kΩ ± 5%, ¼ W	R11	= 68 kΩ ± 10%, ¼ W
R1	= 330 kΩ ± 5%, ¼ W	R12	= 1 MΩ ± 10%, ¼ W

R13	= 100 kΩ ± 10%, ¼ W	R26	= 68 kΩ ± 10%, ¼ W		
R14	= 100 kΩ ± 5%, alta stab. ¼ W	R27	= 39 kΩ ± 10%, ¼ W		
R15	= 2,2 kΩ ± 10%, ½ W	R28	= 250 kΩ, log.		
R16	= 1 MΩ ± 10%, alta stab. ½ W	R29	= 6,8 kΩ ± 10%, ¼ W	C8	= 8 μF, 350 V lavoro
R17	= 220 kΩ ± 10%, alta stab. ½ W	R30	= 250 kΩ, log.	C9	= 0,1 μF, 350 V lavoro
R18	= 1 MΩ ± 10%, ¼ W	R31	= 30 kΩ ± 10%, ½ W	C10	= 0,1 μF, 350 V lavoro
R19	= 33 kΩ ± 10%, ½ W	C1	= 390 pF ± 5%	C11	= 25 μF, 12 V lavoro
R20	= 1,2 kΩ ± 10%, ½ W	C2	= 150 pF ± 5%	C12	= 0,1 μF, 350 V lavoro
R21	= 82 kΩ ± 10%, alta stab. ½ W	C3	= 2200 pF ± 5%	C13	= 560 pF ± 10%
R22	= 390 kΩ ± 10%, alta stab. ½ W	C4	= 560 pF ± 5%	C14	= 8200 pF ± 10%
R23	= 18 kΩ ± 10%, alta stab. ½ W	C5	= 220 pF ± 5%	C15	= 2200 pF ± 10%
R24	= 250 kΩ log.	C6	= 0,1 μF, 350 V lavoro	C16	= 0,02 μF ± 10%
R25	= 47 kΩ ± 10%, ¼ W	C7	= 25 μF, 12 V lavoro	C17	= 16 μF 350 V lavoro

Nel secondo stadio non è presente alcun circuito di controreazione; l'uscita di tale stadio è invece applicata direttamente ad una rete che consente la doppia regolazione di tono, ottenuta col solito circuito, di tipo classico *RC*. L'uscita di questa rete è applicata al potenziometro per la regolazione di livello. Il circuito di controreazione interessa solo il primo stadio perchè così si può ridurre l'impedenza di griglia, e, conseguentemente, il ronzio captato; inoltre, in tal modo, è consentita l'applicazione all'ingresso di segnali provenienti da sorgenti a bassa impedenza.

Nel circuito di ingresso di ogni canale vengono impiegate resistenze in serie, allo scopo di regolare accuratamente la sensibilità e l'impedenza di ciascuno di essi. I valori indicati nell'elenco dei componenti relativo allo schema di figura 2, sono quelli previsti per sorgenti di segnali ad audiofrequenza provenienti da rivelatori di tipo normale; si può, tuttavia, variare la sensibilità e l'impedenza di ogni canale, ritoccando in modo opportuno il valore della corrispondente resistenza in serie alla griglia. A questo proposito ricordiamo che l'impedenza del canale di ingresso di uno stadio di amplificazione è data dalla somma dell'impedenza di griglia della valvola (modificata dal circuito di controreazione) con l'impedenza di ingresso.

La sensibilità complessiva del preamplificatore viene regolata per tutti i canali mediante la variazione del rapporto tra le due resistenze di placca *R*21 ed *R*23 della seconda EF86. La somma tra queste due resistenze deve, in ogni caso, corrispondere al valore di 100 kohm. I valori indicati, di 18 e 82 kohm, sono quelli necessari a fornire la tensione di uscita di 40 mV, adatta per un amplificatore da 10 watt. Nel caso che il preamplificatore venga usato con l'amplificatore da 20 watt descritto alla lezione precedente, il condensatore *C*12 deve collegarsi direttamente all'anodo della EF86; si ottiene — in tal caso — un'uscita di 250 mV.

Per quanto riguarda l'alimentazione, in base a quanto detto alla lezione precedente, è preferibile che i filamenti siano alimentati — nel modo che illustreremo — in tensione continua, o per lo meno, se alimentati in alternata, siano polarizzati positivamente rispetto al catodo. Inoltre, è preferibile che la resistenza *R*31 ed ed il condensatore *C*17, costituenti un ulteriore stadio di disaccoppiamento per la tensione anodica, siano montati direttamente nell'alimentatore.

Valgono, anche qui, gli stessi principi da adottarsi nella costruzione degli amplificatori di potenza. Anzi, ripetiamo, nel caso dei preamplificatori, occorre usare maggiori attenzioni, poichè il segnale che attraversa

i circuiti subisce, prima di giungere allo stadio di potenza, un'amplificazione di tensione notevolmente elevata. Lo schema pratico di montaggio verrà scelto in base ai criteri già citati, ossia, in modo che i collegamenti ad alta impedenza siano il più possibile brevi. In linea di principio, può risultare conveniente seguire una disposizione pratica dei componenti simile a quella teorica indicata dallo schema elettrico, cioè procedendo, da un lato all'altro del telaio, dai circuiti di entrata fino a quelli di uscita.

Canali di ingresso per fonorivelatore — Le curve di equalizzazione dei due canali per fonorivelatore sono indicate alla **figura 3**. Esse, come è facile rilevare, sono complementari di quelle di registrazione, riportate alla figura 1. La differente sensibilità necessaria tra la posizione per dischi a 78 giri e quella per dischi microsolco, è ottenuta, in parte, variando opportunamente il fattore di controreazione, ma soprattutto inserendo la resistenza di attenuazione *R*13.

Il ronzio ed il rumore di fondo si trovano a — 55 dB sotto al livello di uscita nella posizione microsolco, ed a — 57 dB nella posizione 78 giri. In entrambi i casi l'impedenza d'ingresso è di circa 100 kohm. La sensibilità per fonorivelatori magnetici, misurata alla frequenza di 1 kHz, è di 3 mV e di 9 mV, rispettivamente per microsolco e 78 giri, mentre per i fonorivelatori a cristallo e per i due tipi di dischi è di 50 mV e di 150 mV, in corrispondenza della massima uscita dell'amplificatore.

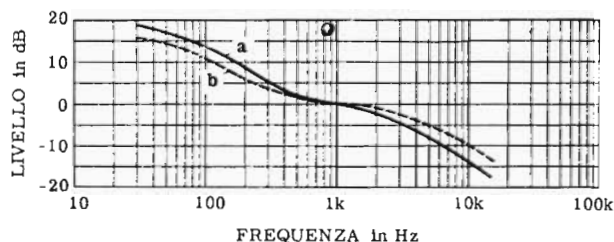



Fig. 3 — **Curve di equalizzazione per dischi microsolco (a), e per dischi a 78 giri (b). A sinistra, il livello espresso in dB.**

Canale di ingresso microfonico. — Il canale di ingresso per microfoni è adatto per microfoni a cristallo e per microfoni magnetici provvisti di trasformatore d'entrata. La sensibilità è di 6 mV, e l'impedenza di ingresso è di 1 Mohm. Il livello del ronzio e del rumore di fondo è, rispetto a quello del segnale, di — 44 dB. La risposta in frequenza di questo canale è indicata alla **figura 4**. Essa è lineare alle frequenze centrali, comprese tra 80 Hz e 3 kHz, mentre scende abbastanza rapidamente alle frequenze estreme.

Canale per magnetofono. — La curva caratteristica del canale per ingresso di segnali provenienti dalla testina di lettura di un magnetofono, è rappresentata alla **figura 5**. Essa è conforme alle norme CCIR, a partire dall'estremo alto, fino a circa 100 Hz, mentre al di sotto di tale frequenza viene data un'esaltazione di minore entità a quella che le norme richiederebbero. L'impedenza di ingresso di questo canale è di circa 80 kohm, e la sensibilità di 3 mV, a 5 kHz. I livelli di rumoree di ronzio si trovano a —52 dB, rispetto al livello del segnale.

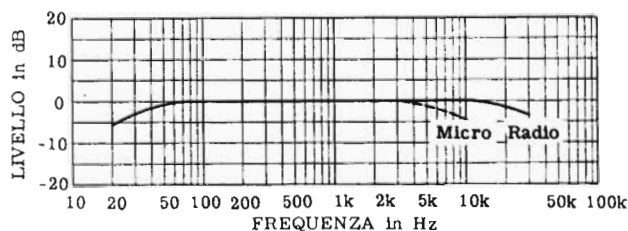



Fig. 4 — **Curve di responso alla frequenza degli stadi di ingresso, dovute ai circuiti di equalizzazione per radio (in tratto continuo), e per microfono (curva tratteggiata).**

L'ascolto dei nastri registrati deve essere effettuato mediante una testina di lettura ad alta impedenza, poichè solo in questo caso la curva di risposta della figura 5 dà dei buoni risultati. Se la testina magnetica fornisce una tensione di uscita insufficiente, si può rimediare operando una riduzione nel valore di *R*9, fino al raggiungimento della sensibilità desiderata.

Canale per segnale proveniente da sintonizzatore. — Corrisponde alla posizione 5 del commutatore d'ingresso. La risposta alla frequenza del canale di ingresso radio è rappresentata anch'essa alla figura 4. Questa curva di risposta è calcolata in modo da presentare un andamento il più possibile lineare, e quindi è adatta per sintonizzatori a modulazione di ampiezza o per sintonizzatori a modulazione di frequenza in cui già sia inserito un circuito interno per la deenfasi.

La sensibilità di questo canale è di circa 250 mV, con un'impedenza di ingresso di 2 Mohm; tale sensibilità è, normalmente, più che sufficiente. Altri valori di sensibilità si possono facilmente ottenere attraverso opportune variazioni nel valore della resistenza *R*1, facente parte del circuito di controreazione, e della resistenza *R*8 disposta in serie al circuito di ingresso. Se la sensibilità di questo canale risulta troppo elevata, può facilmente essere ridotta, collegando una resistenza di valore opportuno tra ingresso e massa.

Canale di ingresso supplementare. — Come si può notare esaminando lo schema di figura 2, il circuito di ingresso supplementare, corrispondente alla posizione 6 del commutatore, è assolutamente identico a quello del canale per sintonizzatore radio. Esso è quindi valido per scopi generali, presentando una curva di responso pressochè lineare, ed una sensibilità di 250 mV. In particolare, questo ingresso può essere usato per segnali provenienti da amplificatori di ma-

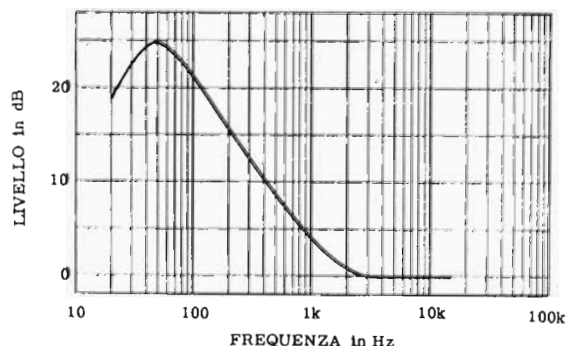



Fig. 5 — **Curva caratteristica di responso alla frequenza conseguente all'equalizzazione adottata per l'ingresso riservato a testine di lettura di registratori a nastro.**

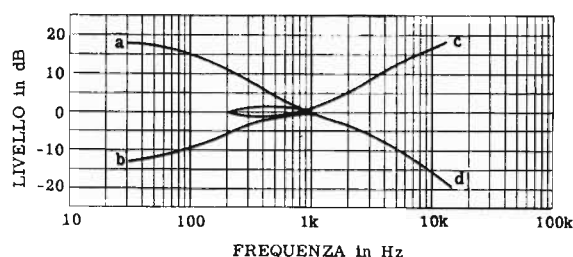



Fig. 6 — Curve di responso alla frequenza, risultanti dall'impiego dei controlli di tono separati per note alte e note basse.

gnetofoni, già provvisti di un proprio circuito di equalizzazione. Il canale può anche essere usato per fonorivelatori a cristallo o per microfoni capaci di fornire segnali di uscita a valore molto elevato. Bisogna, comunque, tenere presente che la rete di controreazione inserita in questo canale è costituita dalla sola resistenza *R*1, in serie al condensatore *C*9. Pertanto, la controreazione non è di tipo selettivo e la curva di risposta, come già avevamo rilevato, è lineare, ciò che non introduce alcun genere di equalizzazione. Volendo usare l'entrata supplementare per segnale di ingresso di basso valore, si può provvedere ad aumentare la sensibilità di tale canale riducendo la resistenza *R*7 da 2,2 Mohm a 1 Mohm.

Regolatori di tono e di volume. — I circuiti per i controlli di tono sono, come si può notare, assai simili a quelli illustrati alla lezione 103ª. Il potenziometro *R*24 costituisce un partitore di tensione per le frequenze alte, e serve quindi per regolare la tensione d'uscita di queste ultime. Il potenziometro *R*28 serve invece come partitore per le frequenze più basse, poichè quelle alte trovano facile fuga attraverso i condensatori *C*15 e *C*16. Le curve caratteristiche relative alla regolazione di tono sono riportate alla **figura 6**. I valori di tutti i potenziometri sono relativamente bassi, sia per i controlli di tono che per il controllo di volume. Ciò, allo scopo di diminuire l'impedenza dei circuiti, e quindi di consentire l'impiego di cavo schermato, senza che ciò comporti perdita alle frequenze elevate.

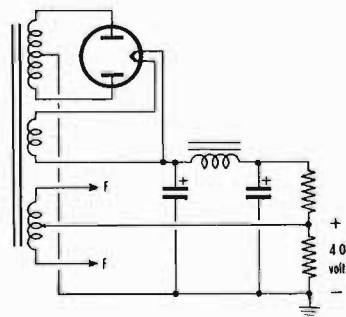



Fig. 7 — Volendo evitare l'alimentazione dei filamenti in corrente continua, si ottiene del pari un buon risultato, polarizzando i filamenti con tensione positiva rispetto al catodo, come indicato nel circuito a lato.

Tensione di uscita. — Come già detto, essa è variabile, e dipende dal valore relativo delle resistenze *R*21 ed *R*23. Con i valori indicati nello schema si ottiene una tensione di uscita di 40 mV. Se, invece, si riduce *R*21 e si aumenta *R*23, pur conservando eguale a 100 kohm la somma di tali resistenze, la tensione d'uscita aumenta, fino ad un massimo di 250 mV, che si ottiene quando *R*21 si riduce a zero, mentre *R*23 sale a 100 kohm. Tale tensione di uscita è necessaria per pilotare un amplificatore per potenze elevate, quale ad esempio quello descritto alla lezione precedente.

Volendo ottenere all'uscita tensioni ancora più elevate, occorre provvedere ad una riduzione delle resistenze disposte in serie di diversi ingressi. Si tenga però presente che, in tal caso, si riduce notevolmente anche l'impedenza di ingresso, e quindi questa operazione è consigliabile solo in casi eccezionali, quando non sia possibile aumentare al valore necessario la sensibilità dell'amplificatore vero e proprio al quale il preamplificatore invia il suo segnale d'uscita.

COME EVITARE I DISTURBI

Facciamo seguito a quanto detto a proposito dello amplificatore di potenza, enumerando i provvedimenti opportuni nella realizzazione del preamplificatore.

1) I filamenti delle valvole dei preamplificatori è bene, a volte, vengano accesi con tensione continua. In questo caso il trasformatore di alimentazione deve essere provvisto di un secondario separato per l'accensione di dette valvole, seguito da un circuito con raddrizzatore a selenio e filtro ad alta capacità. In tal modo si evita che i filamenti trasferiscano al catodo un segnale alternato. Un altro metodo, più semplice, consiste nel lasciare l'alimentazione dei filamenti con tensione alternata, ma polarizzarli positivamente rispetto al catodo, in modo che non possano emettere elettroni. Un circuito atto a questo scopo è illustrato alla **figura 7**.

2) Quando non si usino le precauzioni ora dette, occorre almeno che il secondario dei filamenti disponga di una presa centrale, da collegarsi a massa. Il disporre a massa uno dei lati dell'avvolgimento, come pure il lasciare il circuito completamente isolato, determina infatti quasi sempre un forte ronzio. Ciò vale anche per i filamenti degli stadi seguenti il preamplificatore.

3) Schermare le valvole dei primi stadi di amplificazione. Ciò evita che i campi elettromagnetici circostanti influiscano sui flussi elettronici interni.

4) Eseguire i collegamenti di griglia dei primi stadi, e quelli relativi ai controlli di tono e volume, molto brevi e con cavetto schermato. Ricordare che il cavo schermato presenta un'elevata capacità distribuita verso massa e deve quindi essere usato solo per tratti il più possibile brevi. Se il suo impiego non risulta indispensabile, si può anche usare filo comune, onde evitare che la capacità distribuita determini perdite alle frequenze dell'estremo alto. In alcuni casi però, si rende necessario schermare addirittura anche condensatori, resistenze od altri componenti percorsi da segnale.

Fig. 8 — Metodo per neutralizzare il flusso magnetico alternato dei collegamenti ai filamenti. A sinistra, metodo errato, a destra, metodo corretto.

5) I collegamenti ai filamenti vanno eseguiti con filo intrecciato; in tal modo i flussi dovuti ai due fili si annullano a vicenda. Alla **figura 8** sono indicati un modo errato ed uno corretto per collegare i filamenti.

RADIO e TELEVISIONE

vol. IX - maggio 1961

Rivista mensile diretta da Giulio Borgogno

RADIO e TELEVISIONE

viene inviata in abbonamento e venduta alle Edicole in tutta Italia.

Agli abbonati in caso di cambio indirizzo è richiesto l'invio di Lire 50 con la comunicazione dell'indirizzo nuovo; in ogni caso è sempre molto importante precisare anche il vecchio indirizzo al quale la Rivista veniva spedita.

Per lo scambio di corrispondenza si prega unire il francobollo per la risposta.

PUBBLICITA':

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La Rivista accetta inserzioni pubblicitarie secondo tariffe che vengono inviate a richiesta delle Ditte interessate.

La Direzione, pur essendo disposta a concedere molto spazio alla pubblicità poichè questa interessa sempre gran parte dei lettori, avverte che ogni aumento di inserzioni non andrà mai a danno dello spazio degli articoli di testo perchè ogni incremento di pubblicità porterà ad un aumento del numero di pagine.

La Direzione si riserva la facoltà di rifiutare il testo, le fotografie e i disegni che non ritenesse adeguati all'indirizzo della rivista.

REDAZIONE E DIREZIONE:

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La responsabilità degli scritti firmati spetta ai singoli autori.

Manoscritti, disegni, fotografie non pubblicati non si restituiscono.

STAMPA:

Via dei Pellegrini, 8/6 - Telef. 542.924 - Milano

Tipografia propria: Grafica Tecnico Commerciale. Iscrizione presso il Tribunale di Milano al N. 3188.

DIFFUSIONE:

Concessionaria per la diffusione alle Edicole in Italia: Diffusione Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

ABBONAMENTI:

Abbonamento a 6 numeri: lire 1600; a 12 numeri: lire 3060 - IGE compresa. Estero: lire 4000 (dollari 6).

I numeri arretrati costano lire 350; possono però essere compresi in conto abbonamento, se disponibili. Il ns./Conto Corr. porta il N. 3/4545 - Milano.

Rivista associata all'U.I.P.R.E. Union International de la Presse Radiotechnique et Electronique.

SOMMARIO

Chiedete all'edicola questo nuovo Numero

ABBONATEVI !

Organo informativo dei commercianti di radio-TV ed apparecchi elettrodomestici - degli importatori e dei tecnici dell'industria del ramo - per la documentazione di categoria e la divulgazione tecnica

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

HEATHKIT

Audio Generator KIT

MODELLO

AG-9-A

REQUISITI

- Indicazione della frequenza e del livello di uscita entro il ± 5%.
- Chiusura a 600 ohm incorporata ed inseribile tramite commutazione.
- Attenuazione con regolazione continua e a scatti.
- Tutte le frequenze sono selezionate con commutatore e questo evita qualsiasi errore di apprezzamento.
- Strumento ad indice con 200 microampere di sensibilità fondo scala, tarato in Volt efficaci ed in dB.

CARATTERISTICHE

Frequenza	10 Hz ÷ 100 kHz selezionabili con commutatore, 2 figure significative e moltiplicatore
Uscita	6 portate: 0 ÷ 0,003; 0,01; 0,03; 0,1; 0,3; 1 Volt efficace su un carico esterno di 600 ohm oppure con carico interno su « Hi-Z » 2 portate: 0 ÷ 3, 10 volt efficaci su 10.000 ohm — 60 dB + 22 dB in 8 salti — 60 dBm ÷ 2 dBm (0 dBm = 1 mW su 600 ohm)
Distorsione	Inferiore a 0,1% da 20 a 20.000 Hertz
Tubi elettronici	1 - 6AV6; 1 - 6CL6; 1 - 6X4
Alimentazione	105 - 125 Volt c.a., 50 ÷ 60 Hz; 40 Watt
Dimensioni	larghezza 24, altezza 16,5, profondità 12,5 cm.

LARIR RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

MILANO P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . Soc. FILC RADIO
Piazza Dante, 10 - ROMA - telefono 736.771

EMILIA - MARCHE . . . . Ditta A. ZANIBONI
Via Azzogardino, 2 - BOLOGNA - telefono 263.359

VENETO . . . . Ditta E. PITTON
Via Cavallotti, 12 - PORDENONE - tel. 2244

IL RICEVITORE G 335

descritto alla lezione 71ª

è un modernissimo apparecchio, che può essere facilmente montato con piena sicurezza di risultati. Il mobile, di linea elegante, completa nel modo migliore la realizzazione. Questo ricevitore rappresenta la soluzione più conveniente – anche nei confronti degli apparecchi a transistori –. nei casi di frequente e prolungato impiego.

Un altoparlante di alto rendimento e notevole uniformità di resa acustica, unitamente ad un circuito elettrico amplificatore dotato di correzioni e compensazioni opportunamente calcolate, conferisce al G 335 la particolare prerogativa di una eccellente riproduzione sonora. Riceve la gamma delle Onde Medie, con facilità di accordo su ampia scala parlante. Presenta 7 funzioni di valvola, 6 circuiti accordati, controllo di tono, possibilità di alimentazione da reti a corrente alternata da 100 a 230 volt. L'altoparlante è del tipo ellittico. Il mobile è in colore marrone con finiture, pannello frontale e bottoni, bianco avorio. Dimensioni di cm 37 x 20 x 24 e peso di 3,5 kg.

G 335/SM — **Scatola di montaggio,** completa di valvole e di ogni parte necessaria alla costruzione. Prezzo comprensivo di tasse radio e di imballo, porto escluso. . . . . Lire 12.600
Mobile marrone, completo per detto. Prezzo comprensivo di tasse e imballo. . . . . Lire 4.200

G 335 — **Ricevitore montato,** tarato e collaudato, completo di mobile. Prezzo, tasse radio comprese Lire 22.800

GELOSO S.p.A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)